

**UNIVERSIDAD COMPLUTENSE DE MADRID**

**FACULTAD DE CIENCIAS FÍSICAS**

**Sección Departamental de Arquitectura de Computadores y  
Automática (Arquitectura y Tecnología de Computadores e Ingeniería  
de Sistemas y Automática)**



**IMAGEN ULTRASÓNICA POR COHERENCIA DE  
FASE.**

**MEMORIA PARA OPTAR AL GRADO DE DOCTOR  
PRESENTADA POR**

**Jorge Camacho Sosa Dias**

Bajo la dirección de los doctores

Carlos Fritsch Yusta  
Montserrat Parrilla Romero

**Madrid, 2011**

**ISBN: 978-84-694-2447-6**

**© Jorge Camacho Sosa Dias, 2010**

UNIVERSIDAD COMPLUTENSE DE MADRID

FACULTAD DE CIENCIAS FÍSICAS

DEPARTAMENTO DE ARQUITECTURA DE COMPUTADORES Y AUTOMÁTICA



TESIS DOCTORAL

# **IMAGEN ULTRASÓNICA POR COHERENCIA DE FASE**

Jorge Camacho Sosa Dias

Ingeniero en Electrónica

2010

Contacto: [jorgecam@iai.csic.es](mailto:jorgecam@iai.csic.es)

Consejo Superior de Investigaciones Científicas, CSIC.

La Poveda, Arganda del Rey,

28500, Madrid, Spain

UNIVERSIDAD COMPLUTENSE DE MADRID

FACULTAD DE CIENCIAS FÍSICAS

DEPARTAMENTO DE ARQUITECTURA DE COMPUTADORES Y AUTOMÁTICA

TESIS DOCTORAL

# IMAGEN ULTRASÓNICA POR COHERENCIA DE FASE

**Autor:** Ing. Jorge Camacho Sosa Dias

**Directores:** Dr. Carlos Fritsch Yusta  
Dra. Montserrat Parrilla Romero

**Tutor:** Dr. Jesús Manuel de la Cruz

Madrid, 2010



Investigación desarrollada en el marco del proyecto *ARTEMIS* (S2009/DPI-1802) y el programa de *Ayudas Para Contratos de Personal Investigador de Apoyo* (Orden N° 6032/2008/0), financiados por:



## TESIS DOCTORAL

Título: **Imagen ultrasónica por coherencia de fase**

Autor: **Ing. Jorge Camacho Sosa Dias**

Directores: **Dr. Carlos Fritsch Yusta**  
**Dra. Montserrat Parrilla Romero**

Tutor: **Dr. Jesús Manuel de la Cruz**

Presentada en la FACULTAD DE CIENCIAS FÍSICAS de la UNIVERSIDAD COMPLUTENSE DE MADRID, para la obtención del Grado de Doctor en Ciencias Físicas. Ciudad Universitaria (28040) Madrid, \_\_\_\_\_ de \_\_\_\_\_, 2010.

---

Firma del Autor

### TRIBUNAL EVALUADOR

Presidente: \_\_\_\_\_

Secretario: \_\_\_\_\_

Miembro Tribunal 1: \_\_\_\_\_

Miembro Tribunal 2: \_\_\_\_\_

Miembro Tribunal 3: \_\_\_\_\_

### CALIFICACIÓN

---

Fdo. Presidente Tribunal



*“Cuando creíamos tener todas las respuestas,  
de pronto, cambiaron todas las preguntas”*

MARIO BENEDETTI



*A Laura, mi compañera*



# Agradecimientos

Al Dr. Carlos Fritsch, por su dedicación y su apoyo, sin los cuales este trabajo no hubiera sido posible. Pero mucho más por hacerme sentir como en casa, gracias. A la Dra. Montserrat Parrilla, por su dedicación, y por tener siempre una palabra de aliento.

A todos los compañeros del Instituto de Automática Industrial, que han hecho de estos años una experiencia excepcional.

A Roberto Giacchetta, Ricardo González y David Videgain, de la empresa Dasel, por su colaboración en este trabajo. Gracias por vuestro esfuerzo y dedicación en hacer que las ideas cobren vida.

A Héctor Gómez, porque en una charla con él, hace ya 10 años, empezó esta aventura. Gracias por tu apoyo y amistad desde entonces. A Oscar Pereyra y Daniel Ibáñez, por todas las horas que compartimos en aquel interminable proyecto de fin de carrera, y que tienen mucho que ver con lo que vino después. Este trabajo también es de ustedes.

A Alex, por las innumerables charlas sobre estos temas y tantos otros. Pero eso es por lo que menos tengo que agradecerle, mi hermano. A Juan Carlos, Celia, Jose, Anne, Miguel, Cristina, Joao, Concha y Ana, porque todo es más fácil cuando ustedes están cerca.

A mi familia, por el cariño y el apoyo, importante siempre e imprescindible cuando estamos lejos.

A vos, Laura, por compartir el camino conmigo y hacer que cada paso valga la pena.





# Resumen

La imagen ultrasónica se utiliza habitualmente en el ámbito médico (ecografía) y, más recientemente, en el industrial (Evaluación No Destructiva, END), como una potente herramienta para el diagnóstico. Una imagen ultrasónica clásica representa la amplitud de los ecos producidos por los cambios de impedancia acústica en el material, y por tanto, contiene información sobre la estructura interna del medio inspeccionado. Su mayor desarrollo se ha producido en los últimos 30 años desde la introducción del *array* formado por un gran número  $N$  de elementos transductores de pequeño tamaño que, controlados individualmente en emisión y recepción, permiten modificar las características del haz.

El proceso por el cual se combinan las señales emitidas y recibidas por los elementos del array se denomina *conformación del haz*. Los conformadores convencionales, denominados de *retardo y suma*, se basan en retrasar las señales emitidas y recibidas para compensar las diferencias en los tiempos de vuelo desde cada elemento del array al *foco*. Modificando electrónicamente los *retardos de focalización*, y en consecuencia la posición del foco, se pueden obtener imágenes de alta resolución, a una tasa elevada y sin necesidad de mover el transductor.

La calidad de las imágenes obtenidas está determinada por múltiples factores, entre los que destacan: la resolución, el contraste, el rango dinámico, la ausencia de artefactos y la relación señal/ruido. En los últimos años se han propuesto diversas técnicas para mejorar la calidad de las imágenes tratando de superar las limitaciones impuestas por la metodología convencional de retardo y suma. La mayor parte de estas aportaciones se dirigen a mejorar *alguno* de los factores que determinan la calidad de la imagen aunque, en ciertos casos, también mejoran o empeoran otros.

En esta Tesis Doctoral se introduce una nueva modalidad de imagen ultrasónica denominada *Imagen por Coherencia de Fase*. Se pretende mejorar *simultáneamente* la resolución, contraste, rango dinámico y relación señal/ruido de los conformadores convencionales, con la supresión de indicaciones de artefactos, lóbulos laterales y de rejilla.

El aspecto diferencial del método propuesto radica en que, la *fase instantánea de los datos de apertura* se utiliza *explícitamente* para generar una *imagen de coherencia*, que se forma a partir de *estadísticos de dispersión*. Analizando la disparidad de las fases de los datos de

apertura se obtiene, en cada punto de la imagen, un *factor de coherencia* con un valor entre 0 y 1 que representa el grado de pertenencia de las señales a ecos procedentes del foco.

La imagen de coherencia puede ser utilizada directamente como una nueva modalidad. Su interpretación es diferente a la de una imagen convencional, dado que no representa la *reflectividad* de las regiones insonificadas. En cambio, en aquellos puntos en los que la imagen de coherencia sea próxima a la unidad, puede considerarse la existencia de un reflector con un alto grado de confianza, independientemente de su reflectividad. En aquellas otras regiones en las que la imagen de coherencia presente valores próximos a cero, es más probable que las señales recibidas sean debidas a lóbulos laterales, de rejilla, reverberaciones o ruido.

De este modo, se puede realizar una *conformación adaptativa* ponderando la imagen convencional con la imagen de coherencia. La primera, proporciona indicaciones que representan la reflectividad del medio, y la segunda las filtra manteniendo únicamente las que, con un elevado grado de confianza, representan reflectores reales. La aplicación de esta metodología resulta en una mejora global en la calidad de la imagen.

En la memoria de esta Tesis Doctoral se establecen las bases de la nueva modalidad de *Imagen por coherencia de fase*. Mediante el análisis en onda continua se desarrollan las expresiones matemáticas que describen el patrón de radiación resultante de la aplicación de los factores de coherencia, y que permiten predecir la mejora en la calidad de las imágenes. El análisis en onda pulsada se aborda mediante simulación numérica, con el objetivo de verificar los resultados obtenidos en onda continua y establecer las limitaciones de la nueva técnica en situaciones reales de aplicación.

La validación experimental del método se llevó a cabo mediante probetas diseñadas para evaluar la mejora de cada uno de los factores que afectan la calidad de imagen, en particular, la resolución, el contraste y los artefactos generados por los lóbulos de rejilla, los lóbulos laterales y las reverberaciones. Además, se utilizó una probeta similar de tejido biológico para evaluar la mejora en imágenes médicas, y una probeta de acero austenítico para demostrar la capacidad de reducir el ruido estructural.

Finalmente, se proponen diversas arquitecturas para la realización, en tiempo real, de la nueva técnica de formación de imagen. Se analizan los requerimientos para la implementación de los distintos factores de coherencia propuestos y se demuestra la viabilidad de su realización sobre dispositivos de lógica programable.

# Summary

Ultrasound imaging is a common practice for clinical diagnostic (echography) and more recently, its use has been extended with great success to the industrial field (Non-Destructive-Evaluation, NDE). An ultrasonic image shows the echoes generated by acoustic impedance variations in the material, and hence, it gives information about the internal structure of the insonified region. Further development of this technique took place in the past 30 years since the introduction of *transducer arrays*, made by a large number of small transducer elements, which are individually controlled in emission and reception to modify the ultrasound beam properties.

The process by which signals individually emitted and received by the array elements are combined is called *beamforming*. Conventional beamformers are based on a *delay and sum* process, in which delays are applied to the emitted and received signals to compensate the time-of-flight differences between each array element and the *focus*. Electronically changing these *focusing delays*, and hence changing the focus position, high resolution images can be obtained at high frame rates and without moving the array.

Image quality is limited by several factors, mainly: resolution, contrast, dynamic range, artefacts and signal-to-noise ratio. In the last years, several techniques have been proposed to overcome the constraints to these factors, mainly related with the delay and sum beamforming process and the array design. In most cases, these approaches improve *some* of the factors that limit the image quality, but sometimes, are detrimental to some others.

In this Ph. D. Thesis a new ultrasound imaging modality is introduced, named *Phased Coherence Imaging*. The main goal is to simultaneously improve resolution, contrast, dynamic range and signal-to-noise ratio of conventional beamformers, as well as suppressing image artifacts generated by grating and side lobes.

The main difference with the conventional approach is that, the *instantaneous phases of the aperture data* are *explicitly* used in the beamforming process. Measuring the *phased dispersion of the aperture data*, a *coherence factor* with a value between 0 and 1 is calculated at each image point. It represents the level of confidence in that the received echoes were generated by a real reflector at focus position.

The *coherence image* directly obtained from the coherence factor can be used as a new imaging modality. Its meaning, however, is different to that of a conventional image, as it does not represent the scatterer's reflectivity. Instead, in those image points where coherence image is near 1, the presence of a real reflector can be assured with a high confidence degree. In those other regions where coherence image is near 0, received signals are more likely generated by side lobes, grating lobes, reverberations or noise.

This way, an *adaptive beamforming process* can be carried out by multiplying the conventional and the coherence images. The first one gives information related to the medium reflectivity, which is filtered by the second one trying to keep only those indications that represent real reflectors. Following this methodology, a global improvement on image quality is obtained.

In this Ph. D. Thesis, theoretical bases of the new *Phase Coherence Imaging* method are formulated. First, and under the hypothesis of continuous wave emission, mathematical expressions that describe the radiation pattern after application of coherence factors are obtained. These formulae allow predicting the image quality improvement achieved with the proposed method. Secondly, performance for wide-band signals in pulse-echo is addressed by numerical simulation with synthetic signals, in order to validate the continuous wave analysis and to evaluate the behavior of the new imaging method in a more realistic scenario.

Experimental validation was carried out by means of test phantoms, each one designed to verify the improvements in some aspect of image quality, in particular: resolution, contrast and reduction of artifacts generated by grating lobes, side lobes and reverberations. Moreover, a commercial tissue mimicking phantom was used to assess the image quality improvement in medical images, and an austenitic iron test block was used to verify the structural noise reduction capabilities of phase coherence processing.

Finally, several digital architectures are proposed for real time implementation of the new technique. A requirement analysis was performed for each one of the proposed coherence factors and a very efficient realization with field programmable gate arrays (FPGAs) for a real time imaging system is proposed.

# Índice

<b>ÍNDICE</b>	<b>17</b>
<b>LISTA DE FIGURAS</b>	<b>21</b>
<b>LISTA DE TABLAS</b>	<b>31</b>
<b>LISTA DE SÍMBOLOS Y ACRÓNIMOS</b>	<b>33</b>
<b>INTRODUCCIÓN</b>	<b>39</b>
PLANTEAMIENTO DE LA TESIS	42
OBJETIVOS DE LA TESIS.	46
ORGANIZACIÓN DE LA MEMORIA Y METODOLOGÍA.	46
<b>1 IMAGEN ULTRASÓNICA CONVENCIONAL: FUNDAMENTOS Y LIMITACIONES</b>	<b>49</b>
1.1 BREVE RESEÑA HISTÓRICA.	49
1.2 FUNDAMENTOS DE LA IMAGEN ULTRASÓNICA CON ARRAYS.	53
1.2.1 IMAGEN PHASED ARRAY (PA)	55
1.2.1.1 DEFLEXIÓN Y FOCALIZACIÓN DEL HAZ EN EMISIÓN	55
1.2.1.2 CONFORMACIÓN DEL HAZ EN RECEPCIÓN	58
1.2.2 IMAGEN DE APERTURA SINTÉTICA (SAFT)	61
1.2.2.1 FORMACIÓN DE UNA IMAGEN SAFT	62
1.2.2.2 MODALIDADES DE IMAGEN SAFT	65
1.2.3 EL PATRÓN LATERAL EN ONDA CONTINUA.	67
1.2.4 EL PATRÓN LATERAL EN ONDA PULSADA.	71
1.2.5 MUESTREO DE LA IMAGEN	74
1.2.6 RESOLUCIÓN DE LOS RETARDOS DE FOCALIZACIÓN	76
1.3 CONFORMADORES DE HAZ DIGITALES.	79
1.3.1 PRE-PROCESAMIENTO ANALÓGICO.	82
1.3.2 CONFORMADOR PHASED ARRAY	83
1.3.3 TÉCNICAS DE FOCALIZACIÓN EN RECEPCIÓN CON PHASED ARRAY.	84
1.4 FACTORES QUE DETERMINAN LA CALIDAD DE IMAGEN.	89
1.5 TÉCNICAS AVANZADAS PARA MEJORAR LA CALIDAD DE LAS IMÁGENES.	93
1.5.1 MEJORA DE LA RESOLUCIÓN	93
1.5.2 MEJORA DEL CONTRASTE Y EL RANGO DINÁMICO	95
1.5.3 REDUCCIÓN DE RUIDO DE GRANO	97

1.5.4	CANCELACIÓN DE LÓBULOS DE REJILLA	99
<b>2</b>	<b>PRINCIPIOS DE LA IMAGEN POR COHERENCIA DE FASE</b>	<b>101</b>
2.1	ALGUNAS NOTAS METODOLÓGICAS	103
2.2	DEFINICIÓN DE LOS FACTORES DE COHERENCIA	107
2.3	FACTORES DE COHERENCIA DE FASE (FCA, FCF Y FCC)	108
2.3.1	ANÁLISIS DE LA FASE DE LOS DATOS DE APERTURA	108
2.3.2	FACTOR DE COHERENCIA DE FASE ABSOLUTA (FCA)	111
2.3.2.1	CÁLCULO DE $\sigma_U$ EN FUNCIÓN DEL PATRÓN LATERAL DEL ARRAY	116
2.3.3	OBTENCIÓN DE LAS FASES A PARTIR DE LOS DATOS DE APERTURA	119
2.3.4	FACTOR DE COHERENCIA DE FASE (FCF).	123
2.3.5	FACTOR DE COHERENCIA CIRCULAR (FCC).	126
2.3.6	RESUMEN COMPARATIVO DE LOS FACTORES DE COHERENCIA DE FASE.	128
2.4	EL FACTOR DE COHERENCIA DE SIGNO (FCS)	130
2.4.1	FACTOR DE COHERENCIA DE SIGNO EN SEÑALES COMPLEJAS.	135
2.4.2	RESUMEN COMPARATIVO DE LOS FACTORES DE COHERENCIA DE SIGNO.	137
2.4.3	REDUCCIÓN DEL ANCHO DEL LÓBULO PRINCIPAL.	138
2.5	APLICACIÓN DE LOS FACTORES DE COHERENCIA EN LA MODALIDAD SAFT	140
2.6	COMPORTAMIENTO DE LOS FACTORES DE COHERENCIA FUERA DEL LÓBULO PRINCIPAL.	142
2.7	ERRORES DE FOCALIZACIÓN.	145
2.7.1	DISCRETIZACIÓN DE LA POSICIÓN DE LOS FOCOS EN RECEPCIÓN.	146
2.7.2	DISCRETIZACIÓN DE LOS RETARDOS DE RECEPCIÓN	150
2.7.2.1	FACTOR DE COHERENCIA DE FASE (FCF)	151
2.7.2.2	FACTOR DE COHERENCIA DE FASE CIRCULAR (FCC)	154
2.7.2.3	FACTOR DE COHERENCIA DE SIGNO (FCS)	156
2.8	ANÁLISIS DE LA FASE EN SEÑALES CON RUIDO.	156
2.9	RESUMEN Y CONCLUSIONES DEL CAPÍTULO	164
<b>3</b>	<b>IMAGEN POR COHERENCIA DE FASE EN ONDA PULSADA</b>	<b>167</b>
3.1	ESTIMACIÓN DE LA DURACIÓN DE UNA ONDA PULSADA PARA EL CÁLCULO DE LOS FACTORES DE COHERENCIA.	168
3.2	FACTORES DE COHERENCIA EN IMÁGENES SAFT	173
3.2.1	ANÁLISIS CON UN SOLO REFLECTOR	173
3.2.1.1	FILTRADO LINEAL DE LOS FACTORES DE COHERENCIA	177
3.2.1.2	FILTRADO NO LINEAL DE LOS FACTORES DE COHERENCIA.	180
3.2.1.3	REDUCCIÓN DEL NIVEL DE LOS LÓBULOS LATERALES.	182
3.2.2	ANÁLISIS CON 2 REFLECTORES DE IGUAL AMPLITUD	186
3.2.2.1	MEJORA DE LA RESOLUCIÓN LATERAL	192
3.2.2.2	PÉRDIDAS DE AMPLITUD INTRODUCIDAS POR LOS FACTORES DE COHERENCIA	194

3.2.3	ANÁLISIS CON 2 REFLECTORES DE DISTINTA AMPLITUD	195
3.2.3.1	PÉRDIDAS DE AMPLITUD EN FUNCIÓN DE LA SEPARACIÓN ENTRE REFLECTORES, ANCHO DE BANDA Y AMPLITUD RELATIVA	201
3.2.4	REDUCCIÓN DE LÓBULOS DE REJILLA	204
3.2.4.1	ANÁLISIS CON DOS REFLECTORES DE IGUAL AMPLITUD	209
3.2.4.2	ANÁLISIS CON DOS REFLECTORES DE DISTINTA AMPLITUD	210
3.2.4.3	APERTURAS DISPERSAS	212
3.3	FACTORES DE COHERENCIA EN IMÁGENES <i>PHASED ARRAY</i>	215
3.3.1	ANÁLISIS CON UN SOLO REFLECTOR.	217
3.3.2	ANÁLISIS CON DOS REFLECTORES DE IGUAL AMPLITUD	221
3.3.3	ANÁLISIS CON DOS REFLECTORES DE DIFERENTE AMPLITUD	223
3.3.4	REDUCCIÓN DE LOS LÓBULOS DE REJILLA.	226
3.3.5	CASO PARTICULAR: UTILIZACIÓN DE UN ÚNICO FOCO EN RECEPCIÓN.	233
3.4	EFFECTOS DE LA DISCRETIZACIÓN DE LOS RETARDOS.	235
3.5	REDUCCIÓN DEL RUIDO ESTRUCTURAL.	238
3.5.1	LA IMAGEN DE COHERENCIA Y EL RUIDO ESTRUCTURAL	238
3.6	RESUMEN Y CONCLUSIONES DEL CAPÍTULO	244
<b>4</b>	<b>VALIDACIÓN EXPERIMENTAL</b>	<b>249</b>
4.1	EXPERIMENTO 1, RESOLUCIÓN LATERAL	250
4.1.1	PROCESAMIENTO CON SAFT-N(1,N) Y COHERENCIA GLOBAL	251
4.1.2	PROCESAMIENTO CON SAFT-N(1,N) Y COHERENCIA MEDIA	256
4.1.3	PROCESAMIENTO CON SAFT-N(1,N) Y COHERENCIA MÁXIMA	258
4.1.4	DISCUSIÓN	259
4.2	EXPERIMENTO 2, LÓBULOS DE REJILLA.	260
4.2.1	PROCESAMIENTO CON SAFT-N(1,N) Y COHERENCIA GLOBAL	262
4.2.2	PROCESAMIENTO CON SAFT-N(1,N) Y COHERENCIA MEDIA	266
4.3	EXPERIMENTO 3, IMAGEN MÉDICA.	268
4.3.1	PROCESAMIENTO CON SAFT-N(1,N) Y COHERENCIA MEDIA	269
4.3.2	PROCESAMIENTO CON SAFT-32(1,32) Y COHERENCIA GLOBAL	274
4.4	EXPERIMENTO 4, ARRAY 2D.	276
4.4.1	PROCESAMIENTO CON SAFT-N(1,N) Y COHERENCIA GLOBAL	278
4.5	EXPERIMENTO 5, RUIDO DE GRANO.	285
4.6	RESUMEN Y CONCLUSIONES DEL CAPÍTULO	290
<b>5</b>	<b>REALIZACIÓN EN TIEMPO REAL</b>	<b>295</b>
5.1	ARQUITECTURA GENERAL DE UN CONFORMADOR POR COHERENCIA DE FASE	296
5.2	REALIZACIÓN DE LOS FACTORES BASADOS EN LA FASE	299



5.3	REALIZACIÓN DEL FACTOR DE COHERENCIA DE SIGNO <i>FCS</i>	304
5.4	REALIZACIÓN EN TIEMPO REAL DEL FCS SOBRE LA TECNOLOGÍA SITAU	311
5.4.1	BREVE DESCRIPCIÓN DE LA TECNOLOGÍA SITAU	312
5.4.2	PROPUESTA DE REALIZACIÓN DEL FCS	319
5.4.2.1	CÁLCULO PARCIAL DEL FCS CADA 8 CANALES	319
5.4.2.2	CÁLCULO GLOBAL DEL FCS SOBRE N CANALES	322
5.5	RESUMEN Y CONCLUSIONES DEL CAPÍTULO	324
<b>6</b>	<b>CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO</b>	<b>327</b>
6.1	CONCLUSIONES	327
6.2	TRABAJO FUTURO	331
6.3	DIFUSIÓN DE RESULTADOS	333
	<b>BIBLIOGRAFÍA</b>	<b>337</b>

## Lista de Figuras

Figura 1 – Representación del proceso de conformación por coherencia de fase para un array con 5 elementos (a) datos de apertura (b) valor principal de la fase de los datos de apertura (c) salida del conformador convencional (d) factor de coherencia de fase .....	44
Figura 1.1 – Izquierda: Portada de la revista “Electronics” en 1955 con el equipo desarrollado por J. M. Reid; Derecha: Instrumento patentado por Wright y Meyerdirk en 1964 con un brazo articulado. ....	51
Figura 1.2 – Esquemas de arrays: Izquierda 1D (16 elementos); Derecha matriz 2D (64 elementos). ....	53
Figura 1.3 – Representación de un array lineal y definiciones geométricas. ....	54
Figura 1.4 – Representación intuitiva de la creación de un frente de ondas en una dirección determinada con la simple aplicación de retardos a las excitaciones de los elementos (principio de Huygens). Izquierda: deflexión hacia el ángulo $\theta_f$ ; Derecha: focalización en el eje del array. ....	56
Figura 1.5 – Geometría para el cálculo de las leyes focales. ....	57
Figura 1.6 – Simulación de campo acústico, en onda continua, para un array de 5 MHz y 32 elementos separados $\lambda/2$ , con $\theta_f = 0^\circ$ y $R_f = 37mm$ . El medio es acero ( $c \approx 5.900$ m/s) y la escala de colores está en dB. ....	58
Figura 1.7 – Representación esquemática del proceso de conformación del haz en recepción. ....	59
Figura 1.8 – Geometría para el cálculo de las leyes focales cuando emite un elemento cualquiera del array. ....	63
Figura 1.9 – Esquema de los tiempos de vuelo en una imagen SAFT cuando emite elemento 6 y reciben todos. ....	66
Figura 1.10 – Factor del array (en dB) para un ángulo de deflexión $\theta_f = 20^\circ$ , $N=64$ . a) $d = \lambda/2$ ; b) $d = \lambda$ ....	69
Figura 1.11 – (Izq) PSF de un reflector situado en el centro del campo cercano de un array de 32 elementos, separados $\lambda/2$ en acero, 5MHz y ancho de banda del 40%. (Dcha) $LSF$ ....	73
Figura 1.12 – Comparación del patrón lateral del haz en onda continua (azul) y la $LSF$ en onda pulsada (rojo). ....	74
Figura 1.13 – PSF (izq) y LSF (dcha) para distintos valores del parámetro $\mu$ : (a) $\mu = \infty$ (b) $\mu = 4$ (c) $\mu = 16$ . ....	78
Figura 1.14 – Imágenes (60 dB) de un phantom quístico adquiridas con: Izda $\mu = 4$ ; Dcha $\mu = 32$ [Parrilla, 2004] ....	79
Figura 1.15 – Conformador digital. A=Amplificador, P= Pulser, X=duplexor, A/D=Conversor analógico-digital, $\tau_j(k, \theta)$ = retardo canal receptor $j$ para la muestra $k$ en el haz con ángulo de deflexión $\theta$ . ....	81
Figura 2.1 – Geometría para el análisis de la fase de los datos de la apertura .....	109
Figura 2.2 – Desviación estándar de las fases absolutas de los datos de apertura en función de la posición angular del reflector y para distintos ángulos de deflexión $\theta_f$ ( $N=64$ , $d=\lambda/2$ ) .....	112
Figura 2.3 – Factor de coherencia de fase absoluta teórica ( $FCA_t$ ) para distintas posiciones angulares del foco ( $0^\circ$ , $20^\circ$ , $60^\circ$ ) y $\sigma_U = \pi$ ( $N=64$ , $d=\lambda/2$ ). ....	113
Figura 2.4 – (Verde) Fases desenrolladas y (Azul) fases absolutas en función de la posición angular del reflector. ( $N=64$ , $d=\lambda/2$ , $R=R_u$ ) .....	114
Figura 2.5 – Patrón lateral resultante al aplicar el $FCA$ calculado sobre las fases desenrolladas, para tres posiciones angulares del foco (Azul) $\theta_f=0^\circ$ (Verde) $\theta_f=20^\circ$ (Rojo) $\theta_f=75^\circ$ , con $N=64$ , $d=\lambda/2$ , $R=R_u$ , $\sigma_U=\pi/\sqrt{3}$ . ....	115
Figura 2.6 – Patrón lateral original (azul) y patrones laterales después de aplicar los factores $FCU$ (verde) y $FCA_t$ (rojo) con $\sigma_\theta = \pi/\sqrt{3} \approx 1.81$ , ( $N=64$ , $d=\lambda/2$ , $\theta_f=35^\circ$ ) .....	117

Figura 2.7 – Patrón lateral original (azul) y patrones laterales después de aplicar los factores $FCU$ (verde) y $FCA_t$ (rojo) con $\sigma_U = 0.91$ . ( $N=64$ , $d=\lambda/2$ , $\theta_f=35^\circ$ ).....	118
Figura 2.8 – Umbral $\sigma_U$ en función de la posición angular del foco $\theta_f$ para distintos anchos de lóbulo principal, normalizados al primer cruce por cero del $FA$ original. ....	119
Figura 2.9 – Desviación estándar del valor principal de las fases, $\sigma_\phi$ ( $N=64$ , $d=\lambda/2$ , $R=R_u$ ).....	121
Figura 2.10 – Fases absolutas (izq.) y valor principal de las fases (dcha.) en función del elemento del array para: $\theta=1^\circ$ (arriba), $\theta=2.5^\circ$ (centro) y $\theta=38^\circ$ (abajo). Las líneas de puntos corresponden a valores de la fase múltiplos de $2\pi$ . ( $N=64$ , $d=\lambda/2$ , y $R=R_u$ ) .....	122
Figura 2.11 – Factores de coherencia $FCF$ (azul) y $FCA_t$ (rojo) con $\sigma_U = \pi/\sqrt{3}$ . ( $N=64$ , $d=\lambda/2$ , $\theta_f=20^\circ$ ) .....	124
Figura 2.12 – (Arriba) Desviación estándar del valor principal de las fases de los datos de apertura para $N=64$ , $d=\lambda/2$ , y $R=R_u + \lambda/2$ (Abajo) Fases absolutas (izq.) y valor principal (dcha.) para $\theta=1^\circ$ . ....	124
Figura 2.13 – Valores de la función $sfa$ para $R=R_u$ (trazo azul) y $R=R_u + \lambda/4$ (trazo verde) con $N=64$ , $d=\lambda/2$ y $\sigma_U = \sigma_0 = \pi/\sqrt{3}$ .....	125
Figura 2.14 – Interpretación geométrica de la ecuación (2.55) para $N=5$ .....	127
Figura 2.15 – Factores de coherencia $FCF$ con $\sigma_U = \pi/\sqrt{3}$ (azul) y $FCC$ (verde) con $\sigma_U=1$ .....	128
Figura 2.16 – Simulaciones del patrón en recepción desde $R=0$ hasta $R=0.5R_u$ : a) Original; b) con $FCF$ a partir del valor principal de las fases; c) con $FCF_A$ a partir de la función $sfa$ ; d) con $FCC$ a partir de la función $\sigma_C$ ; e) con $FCA$ a partir de $\sigma_W$ (fases desenrolladas). Rango dinámico 70 dB, $N=64$ , $d=\lambda/2$ , $\sigma_U = \sigma_0$ y $\theta_f=20^\circ$ . ....	129
Figura 2.17 – Patrón lateral original (Azul) y después de aplicar el $FCF$ discretizando las fases con 4 bits en coma fija (verde) y con 64 bits en coma flotante (rojo) ( $N=64$ , $d=\lambda/2$ , $R=R_u$ , $\sigma_0=\pi/\sqrt{3}$ ).....	131
Figura 2.18 – Error cuadrático medio del factor de coherencia de fase en función de la cantidad de bits utilizados para discretizar las fases. (En decibelios con respecto a la representación en coma flotante con 64 bits) .....	131
Figura 2.19 – (Izq) Desviación estándar de las fases discretizadas con 1 solo bit (Dcha) Patrón lateral original (azul) y después de aplicar el $FCF$ discretizando las fases con 1 bit y $\sigma_U=\pi/2$ (verde) y con 64 bits en coma flotante y $\sigma_U=\pi/\sqrt{3}$ (rojo) ( $N=64$ , $d=\lambda/2$ , $R=R_u + \lambda/4$ ). ....	132
Figura 2.20 – (Izq) Factor de Coherencia de Signo ( $FCS$ ) (Dcha) Patrón lateral original (azul) y después de aplicar el $FCS$ (verde), ambos en decibelios ( $N=64$ , $d=\lambda/2$ , $R=R_u + \lambda/4$ , $\theta_f=30^\circ$ ). ....	134
Figura 2.21 – Patrón lateral original (azul) y después de aplicar el $FCS$ (verde) para $R=R_u$ (Abajo) .....	134
Figura 2.22 – Patrón lateral original (azul) y después de aplicar el $FCS_c$ según (2.71) (verde) para $R=R_u$ .....	136
Figura 2.23 – Patrón lateral original (azul) y después de aplicar el $FCS_m$ (verde) para $R=R_u$ .....	136
Figura 2.24 – Simulaciones del patrón en recepción: a) Original; b) con $FCS$ a partir del signo de las señales reales; c) con $FCS_c$ a partir del signo de las señales en fase y cuadratura según (2.71); d) con $FCS_m$ a partir del signo de las señales en fase y cuadratura según (2.72). Para todas las imágenes: Rango dinámico 70 dB, $N=64$ , $d=\lambda/2$ y $\theta_f=20^\circ$ . ....	137
Figura 2.25 – Factor de Coherencia de Signo ( $FCS$ ) en función del exponente $p$ para distintos valores de $N$ , cuando $N-1$ señales tienen el mismo signo. ....	140
Figura 2.26 – Tendencia de los factores de coherencia en función de $n$ : a) $FCF$ , b) $FCC$ , c) $FCS$ , d) Combinado $FCF$ (rojo) y $FCS$ (negro). Rectas de regresión lineal con líneas de trazos. ....	145
Figura 2.27 – Profundidad de foco de un conformador convencional (2.105) y profundidad de la región con coherencia de fase mayor a -3dB (2.104) en función de la posición del foco. Ambos ejes están normalizados a $R_u$ . ....	148
Figura 2.28 – Profundidad de foco de un conformador convencional (2.105) y profundidad de la región con coherencia de signo igual a la unidad en función de la posición del foco. Ambos ejes están normalizados a $R_u$ . ....	150

Figura 2.29 – Función de densidad de probabilidad de las fases absolutas (arriba) y de su valor principal (abajo) para un reflector ubicado en un lóbulo lateral y resolución relativa de retardos igual a $\mu f_s$ .	153
Figura 2.30 – $FCF$ y $FCC$ para un reflector ubicado en el foco en función de $\mu$ .	155
Figura 2.31 – Representación geométrica de las señales recibidas en presencia de ruido.	157
Figura 2.32 – Desviación estándar compleja de la fase de la señal recibida en función de la relación señal a ruido (en dB), obtenida por cálculo numérico.	159
Figura 2.33 – Función de densidad de probabilidad de las fases de los datos de apertura para distintos valores de la relación señal/ruido.	160
Figura 2.34 – a) Función de densidad de probabilidad de la distribución von Mises para diferentes valores del parámetro $k$ ; b) Varianza circular.	162
Figura 2.35 – Varianza circular de la distribución von Mises con $k=0.63 \cdot SNR^{1.8}$ (línea continua) y ajuste experimental (círculos rojos).	163
Figura 2.36 – Valor esperado del FCC en función de la relación señal a ruido (en dB).	163
Figura 3.1 – (Arriba) Señal sinusoidal con envolvente gaussiana, $f_s=5$ MHz y $bw=50\%$ . (Izq) Imagen de un reflector situado en el centro del campo cercano ( $R=0.5R_u$ , $\theta=0^\circ$ ) producida con un array lineal de 64 elementos distanciados $\lambda/2$ y $BW=50\%$ . (Dcha) Patrón lateral correspondiente.	169
Figura 3.2 – Amplitud y fase de una señal con envolvente gaussiana y ancho de banda 25% (a y c) sin ruido, (b y d) con ruido de amplitud -60 dB.	170
Figura 3.3 – Señal con $f_s = 5$ MHz, $BW = 0.6$ y $SNR = 30$ dB: (arriba) señal; (medio) fase; (abajo) FCC. Las líneas rojas están ubicadas en $ t =t_c$ según (3.9).	172
Figura 3.4 – Duración normalizada de la señal calculada según (3.9), en función de la relación señal a ruido y para distintos valores del ancho de banda.	172
Figura 3.5 – Imágenes obtenidas por simulación para un único reflector: (a) PSF Original (b) FCF (c) $FCF_A$ (d) FCC y (e) FCA en torno al reflector. Rango dinámico (a) 70 dB (b,c,d,e) 35 dB. $N = 64$ , $d = \lambda/2$ , $\sigma_\eta = -60$ dB.	174
Figura 3.6 – a) Patrón lateral original (azul) y después de aplicar FCF (Verde), $FCF_A$ (Rojo), FCC (Cian) y FCA (Violeta). b) Detalle del lóbulo principal. $N = 64$ , $d = \lambda/2$ , $\sigma_\eta = -60$ dB.	175
Figura 3.7 – Imágenes obtenidas por simulación para un único reflector: (a) PSF Original (b) FCS (c) $FCS_m$ en torno al reflector. Rango dinámico (a) 70 dB (b, c) 35 dB. $N = 64$ , $d = \lambda/2$ , $\sigma_\eta = -60$ dB.	175
Figura 3.8 – a) LSF original (azul) y después de aplicar FCS (Verde), y $FCS_m$ (Rojo). b) Detalle del lóbulo principal. $N = 64$ , $d = \lambda/2$ , $\sigma_\eta = -60$ dB.	176
Figura 3.9 – Imágenes obtenidas (a) antes y después de aplicar los factores (b) FCF, (c) FCC, (d) FCS y (e) $FCS_m$ . Rango dinámico 70 dB, $N = 64$ , $d = \lambda/2$ , $\sigma_\eta = -60$ dB.	177
Figura 3.10 – A-SCAN original (azul) junto con los factores FCF (verde) y FCS (rojo) para $\theta=0.9^\circ$ .	178
Figura 3.11– Arriba: FCF antes (azul) y después de aplicar un filtro paso-bajo de frecuencia de corte $f_s/2$ (verde), para $\theta = 0.9^\circ$ . Abajo: Idem para el FCS.	178
Figura 3.12– Arriba: FCF antes (azul) y después de aplicar un filtro paso-bajo de frecuencia de corte $f_s/2$ (verde), para $\theta = 0^\circ$ . Abajo: Idem para el FCS.	178
Figura 3.13 – PSF original (a) y después de aplicar los factores FCF (b), FCF con filtro lineal (c), FCS (d) y FCS con filtro lineal (e). Rango dinámico 70 dB, $N = 64$ , $d = \lambda/2$ , $\sigma_\eta = -60$ dB.	179
Figura 3.14 – Arriba: FCF antes (azul) y después de aplicar el filtro no lineal definido en (3.11) (verde) y después del filtro de suavizado (rojo), para $\theta = 0.9^\circ$ . Abajo: Idem para el FCS.	181

Figura 3.15 – <i>PSF</i> original (a) y después de aplicar los factores <i>FCF</i> (b), <i>FCF</i> con filtro no lineal + paso-bajos (c), <i>FCS</i> (d) y <i>FCS</i> con filtro no lineal + paso-bajos (e). Rango dinámico 70 dB, $N = 64$ , $d = \lambda/2$ , $\sigma_\eta = -60$ dB. ....	181
Figura 3.16 – Fondo de ruido del array obtenido al aplicar los factores de coherencia de fase (arriba) y signo (abajo) en función de la cantidad de elementos. ....	183
Figura 3.17 – <i>ISLR</i> (dB) en función de la cantidad de elementos del array al aplicar los factores de coherencia de fase (arriba) y signo (abajo). ....	184
Figura 3.18 – <i>ISLR</i> (dB) en función del ancho de banda del array al aplicar los factores de coherencia de fase (arriba) y signo (abajo). $N = 64$ , $d = \lambda/2$ ....	185
Figura 3.19 – <i>ISLR</i> (dB) en función del ancho del ángulo de deflexión al aplicar los factores de coherencia de fase (arriba) y signo (abajo). $N = 64$ , $d = \lambda/2$ ....	186
Figura 3.20 – (negro) patrón lateral generado por dos reflectores ubicados en $\theta = \pm \theta_z$ junto con los patrones laterales generados por cada uno de los reflectores (rojo y azul). $N = 64$ , $d = \lambda/2$ ....	187
Figura 3.21 – Imagen original (a), <i>FCF</i> (b), <i>FCC</i> (c), <i>FCA</i> (d) y <i>FCS</i> (e) para dos reflectores a la misma distancia del array y con una separación angular de $2\theta_z$ emitiendo desde el centro del array. Rango dinámico 70 dB (a) y 35 dB (b, c, d y e). $N = 64$ , $d = \lambda/2$ , $\sigma_\eta = -60$ dB. ....	188
Figura 3.22 – <i>Patrón lateral</i> original (azul) y después de aplicar los factores de coherencia de fase (arriba) y coherencia de signo (abajo) para dos reflectores a la misma distancia del array y con una separación angular de $2\theta_z$ emitiendo desde el centro del array. $N = 64$ , $d = \lambda/2$ , $\sigma_\eta = -60$ dB. ....	189
Figura 3.23 – <i>Patrón lateral</i> original (azul) y después de aplicar los factores de coherencia de fase (arriba) y coherencia de signo (abajo) para dos reflectores a la misma distancia del array y con una separación angular de $2\theta_z$ emitiendo con el primer elemento del array. $N = 64$ , $d = \lambda/2$ , $\sigma_\eta = -60$ dB. ....	189
Figura 3.24 – Imagen original (a), <i>FCF</i> (b), <i>FCC</i> (c), <i>FCA</i> (d) y <i>FCS</i> (e) para dos reflectores a la misma distancia del array y con una separación angular de $2\theta_z$ y mediante la técnica SAFT N(1,N) con coherencia global. Rango dinámico 70 dB (a) y 35 dB (b,c,d y e). $N = 64$ , $d = \lambda/2$ , $\sigma_\eta = -60$ dB. ....	190
Figura 3.25 – <i>Patrón lateral</i> original (azul) y después de aplicar los factores de coherencia de fase (arriba) y coherencia de signo (abajo) para dos reflectores a la misma distancia del array y con una separación angular de $2\theta_z$ aplicando la técnica SAFT N(1,N) y coherencia global. $N = 64$ , $d = \lambda/2$ , $\sigma_\eta = -60$ dB. ....	191
Figura 3.26 – <i>NSR</i> original (azul) y después de aplicar los factores de coherencia de fase (arriba) y coherencia de signo (abajo) para dos reflectores iguales a la misma distancia del array en función de su separación angular. SAFT N(1,N), $N = 64$ , $d = \lambda/2$ , $\sigma_\eta = -60$ dB. ....	193
Figura 3.27 – Atenuación en la posición de los reflectores, en función de su separación angular, y después de aplicar los factores de coherencia. SAFT N(1,N) y coherencia global, $N = 64$ , $d = \lambda/2$ , $\sigma_\eta = -60$ dB. ....	194
Figura 3.28 – Imagen original (a), <i>FCF</i> (b), <i>FCC</i> (c), <i>FCA</i> (d) y <i>FCS</i> (e) para dos reflectores de amplitud 0 dB y -3 dB, con emisión única desde el centro del array. Rango dinámico 70 dB (a) y 35 dB (b,c,d y e). $N = 64$ , $d = \lambda/2$ , $\sigma_\eta = -60$ dB. ....	195
Figura 3.29 – <i>Patrón lateral</i> original (azul) y después de aplicar los factores de coherencia de fase (arriba) y coherencia de signo (abajo) para dos reflectores de amplitudes 0 dB y -3 dB a la misma distancia del array y con una separación angular de $2\theta_z$ emitiendo desde el centro del array. $N = 64$ , $d = \lambda/2$ , $\sigma_\eta = -60$ dB. ....	196
Figura 3.30 – Representación compleja de las señales recibidas por cada elemento desde el reflector A (a) y desde el reflector B (b) junto con la suma vectorial (c), con foco situado sobre el reflector B. A la izquierda se muestran las señales recibidas y retrasadas y, a la derecha, los vectores unitarios correspondientes. ....	197

Figura 3.31 – Patrón lateral original (azul) y después de aplicar los factores de coherencia de fase (arriba) y coherencia de signo (abajo) para dos reflectores de amplitudes 0 dB y -3 dB a la misma distancia del array y con una separación angular de $2\theta_z$ emitiendo con el primer elemento del array. $N = 64$ , $d = \lambda/2$ , $\sigma_\eta = -60$ dB. ....	198
Figura 3.32 – Relación de amplitud entre los reflectores antes (azul) y después de aplicar los factores de coherencia de fase (arriba) y signo (abajo) en función del elemento emisor. $N = 64$ , $d = \lambda/2$ , $\sigma_\eta = -60$ dB. ....	199
Figura 3.33 – Imagen original (a) y después de aplicar el FCF (b), FCC (c), FCA (d) y FCS (e) para dos reflectores de amplitud 0 dB y -3 dB, con la técnica SAFT- $N(1, N)$ y factores de coherencia máximos. Rango dinámico 70 dB, $N = 64$ , $d = \lambda/2$ , $\sigma_\eta = -60$ dB. ....	200
Figura 3.34 – Patrón lateral original (azul) y después de aplicar los factores de coherencia de fase (arriba) y coherencia de signo (abajo) para dos reflectores de amplitudes 0 dB y -3 dB con la técnica SAFT- $N(1, N)$ y factores de coherencia máximos. $N = 64$ , $d = \lambda/2$ , $\sigma_\eta = -60$ dB. ....	201
Figura 3.35 – Relación de amplitud entre los reflectores A y B antes (azul) y después de aplicar los factores de coherencia de fase (arriba) y signo (abajo), en función de la separación angular entre los reflectores. SAFT- $N(1, N)$ y factores de coherencia máximos, $N = 64$ , $d = \lambda/2$ , $\sigma_\eta = -60$ dB. ....	202
Figura 3.36 – $\Delta RA$ después de aplicar los factores de coherencia en función de la relación de amplitudes original y variando el ancho de banda: FCF (a), FCC (b), FCA (c) y FCS (d). $\Delta\theta = 1.8^\circ$ , $N = 64$ , $d = \lambda/2$ , $\sigma_\eta = -60$ dB. ....	203
Figura 3.37 – (a) Señales recibidas por los elementos 1,3,5 y 7 de un array de 8 elementos para un reflector ubicado en un lóbulo de rejilla, junto con las fases instantáneas (b), la salida de un conformador estándar (c) y el factor de coherencia de fase (d). ....	205
Figura 3.38 – Factores de coherencia, en función de $N_e$ para un conjunto de 64 fases, de las cuales $N_e$ son iguales y las restantes se distribuyen uniformemente entre $-\pi$ y $\pi$ . ....	206
Figura 3.39 – Valor máximo de los factores de coherencia en la zona del lóbulo de rejilla para un array con $d = 1.5 \lambda$ y emitiendo desde el centro del array, en función del ancho de banda y la cantidad de elementos del array. (a) FCF (b) FCC (c) FCA (d) FCS. ....	207
Figura 3.40 – Valor máximo de los factores de coherencia en la zona del lóbulo de rejilla para un array con $d = 1.5 \lambda$ con la técnica SAFT $N(1,N)$ y coherencia global, en función del ancho de banda y la cantidad de elementos del array. (a) FCF (b) FCC (c) FCA (d) FCS. ....	208
Figura 3.41 – Imagen original (a), FCF (b), FCC (c), FCA (d) y FCS (e) para dos reflectores de amplitud 0 dB, aplicando la técnica SAFT $N(1,N)$ y coherencia global. Rango dinámico 70 dB, $N = 64$ , $d = \lambda$ , $\sigma_\eta = -60$ dB. ....	209
Figura 3.42 – Patrón lateral original (azul) y después de aplicar los factores de coherencia de fase (arriba) y coherencia de signo (abajo) para dos reflectores de amplitud 0 dB aplicando la técnica SAFT $N(1,N)$ y factores de coherencia globales. $N = 64$ , $d = \lambda$ , $\sigma_\eta = -60$ dB. ....	210
Figura 3.43 – Imagen original (a), FCF (b), FCC (c), FCA (d) y FCS (e) para dos reflectores de amplitud 0 dB y -43 dB, aplicando la técnica SAFT $N(1,N)$ y coherencia global. Rango dinámico 70 dB, $N = 64$ , $d = \lambda$ , $\sigma_\eta = -60$ dB. ....	211
Figura 3.44 – Patrón lateral original (azul) y después de aplicar los factores de coherencia de fase (arriba) y coherencia de signo (abajo) para dos reflectores de amplitud 0 dB y -43 dB, aplicando la técnica SAFT $N(1,N)$ y factores de coherencia globales. $N = 64$ , $d = \lambda$ , $\sigma_\eta = -60$ dB. ....	212
Figura 3.45 – Imagen original (a) y después de aplicar el FCF (b), FCC (c), FCA (d) y FCS (e), con SAFT $N(1,N)$ y coherencia global. Rango dinámico 80 dB, $N = 64$ , $d = \lambda$ , $\sigma_\eta = -60$ dB. ....	213
Figura 3.46 – Patrón lateral original (azul) y después de aplicar los factores de coherencia, para la técnica SAFT $N(1,N)$ y coherencia global. $N = 64$ , $d = \lambda$ , $\sigma_\eta = -60$ dB. ....	213
Figura 3.47 – Imagen original (a) y después de aplicar el FCF (b), FCC (c), FCA (d) y FCS (e), con SAFT $N(1,N)$ y coherencia máxima. Rango dinámico 80 dB, $N = 64$ , $d = \lambda$ , $\sigma_\eta = -60$ dB. ....	214

Figura 3.48 – Patrón lateral original (azul) y después de aplicar los factores de coherencia, para la técnica SAFT $N(1,N)$ y coherencia máxima. $N = 64$ , $d = \lambda$ , $\sigma_\eta = -60$ dB. ....	215
Figura 3.49 – Imágenes obtenidas con un array denso de 128 elementos (a) y con un array disperso de 64 elementos e igual apertura activa, después de aplicar el FCS (b), con SAFT $N(1,N)$ y coherencia máxima. ....	216
Figura 3.50 – Imagen original (a), FCF (b), FCC (c), FCA (d) y FCS (e) en torno al reflector, con foco fijo en emisión a la profundidad del reflector y focalización dinámica en recepción. Rango dinámico (a) 90 dB (b,c,d,e) 35 dB, $N = 64$ , $d = \lambda/2$ , $\sigma_\eta = -60$ dB. ....	217
Figura 3.51 – LSF original (azul) y después de aplicar los factores de coherencia de fase (arriba) y coherencia de signo (abajo), con foco fijo en emisión a la profundidad del reflector y focalización dinámica en recepción. $N = 64$ , $d = \lambda/2$ , $\sigma_\eta = -60$ dB. ....	218
Figura 3.52 – Fondo de ruido del array en función de la cantidad de elementos obtenido al aplicar los factores de coherencia de fase (arriba) y signo (abajo), con foco fijo en emisión a la profundidad del reflector y focalización dinámica en recepción. ....	219
Figura 3.53 – (a) Envolvente de la señal recibida y FCF para 9 reflectores equi-espaciados en la dirección de propagación del haz, con foco fijo en emisión a 38 mm y focalización dinámica en recepción (b) Detalle en torno al primer reflector junto con los factores de coherencia (c) Idem para el reflector ubicado en el foco de emisión. $N = 64$ , $d = \lambda/2$ , $\sigma_\eta = -60$ dB. ....	220
Figura 3.54 – Imagen original (a), FCF (b), FCC (c), FCA (d) y FCS (e) para dos reflectores a la misma distancia del array y con una separación angular de $2\theta_z$ , con foco fijo en emisión y focalización dinámica en recepción. Rango dinámico 90 dB (a) y 35 dB (b,c,d y e). $N = 64$ , $d = \lambda/2$ , $\sigma_\eta = -60$ dB. ....	221
Figura 3.55 – NSR original (azul) y después de aplicar los factores de coherencia de fase (arriba) y coherencia de signo (abajo) para dos reflectores a la misma distancia del array en función de su separación angular y con foco fijo en emisión a la profundidad de los reflectores. $N = 64$ , $d = \lambda/2$ , $\sigma_\eta = -60$ dB. ....	222
Figura 3.56 – Atenuación en la posición de los reflectores, en función de su separación angular, y después de aplicar los factores de coherencia, focalizando en emisión a la profundidad de los reflectores. $N = 64$ , $d = \lambda/2$ , $\sigma_\eta = -60$ dB. ....	223
Figura 3.57 – Imagen original (a), FCF (b), FCC (c), FCA (d) y FCS (e) para dos reflectores de amplitud 0 dB y -20 dB, con foco fijo en emisión colocado a la profundidad de los reflectores y focalización dinámica en recepción. Rango dinámico (a) 90 dB (b,c,d,e) 35 dB, $N = 64$ , $d = \lambda/2$ , $\sigma_\eta = -60$ dB. ....	224
Figura 3.58 – Patrón lateral original (azul) y después de aplicar los factores de coherencia de fase (arriba) y coherencia de signo (abajo), para dos reflectores de amplitud 0 dB y -20 dB, con foco fijo en emisión y focalización dinámica en recepción. $N = 64$ , $d = \lambda/2$ , $\sigma_\eta = -60$ dB. ....	225
Figura 3.59 – $\Delta RA$ en función de la relación de amplitudes original y variando el ancho de banda después de aplicar los factores de coherencia FCF (a), FCC (b), FCA (c) y FCS (d), con foco fijo en emisión y focalización dinámica en recepción. $\Delta\theta = 2.5^\circ$ , $N = 64$ , $d = \lambda/2$ , $\sigma_\eta = -60$ dB. ....	226
Figura 3.60 – (a) Señales recibidas por los elementos 1,3,5 y 7 de un array de 8 elementos separados $\lambda$ desde la dirección angular correspondiente al lóbulo de rejilla y focalizando en emisión a la profundidad del reflector que lo genera, junto con las fases instantáneas (b), la salida de un conformador estándar (c) y el factor de coherencia de fase (d). ....	227
Figura 3.61 – Imagen original (a), FCF (b), FCC (c), FCA (d) y FCS (e) para un reflector de amplitud 0 dB en $\theta=30^\circ$ , con foco fijo en emisión y focalización dinámica en recepción. Rango dinámico (a) 90 dB (b,c,d,e) 35 dB, $N = 64$ , $d = 1.5 \lambda$ , $\sigma_\eta = -60$ dB. ....	228
Figura 3.62 – Imagen original (a), FCF (b), FCC (c), FCA (d) y FCS (e) para un reflector de amplitud 0 dB en $\theta=30^\circ$ , con foco fijo en emisión y focalización dinámica en recepción. Apertura de 32 elementos en emisión y 64 elementos en recepción. Rango dinámico (a) 90 dB (b,c,d,e) 35 dB, $N = 64$ , $d = 1.5\lambda$ , $\sigma_\eta = -60$ dB. ....	229

Figura 3.63 – Imagen original (a), <i>FCF</i> (b), <i>FCC</i> (c), <i>FCA</i> (d) y <i>FCS</i> (e) para un reflector de amplitud 0 dB en $\theta=30^\circ$ , con foco fijo en emisión y focalización dinámica en recepción. En emisión se utilizaron 2 sub-aperturas diferentes de 32 elementos, y los factores de coherencia son el mínimo de las dos emisiones. Rango dinámico (a) 90 dB (b,c,d,e) 35 dB, $N = 64$ , $d = 1.5 \lambda$ , $\sigma_\eta = -60$ dB.	230
Figura 3.64 – (a) Señales recibidas por los elementos 1,3,5 y 7 de un array de 8 elementos ubicados aleatoriamente en una apertura $D=8 \lambda$ , desde la dirección angular correspondiente al lóbulo de rejilla y focalizando en emisión a la profundidad del reflector que lo genera, junto con las fases instantáneas (b), la salida de un conformador estándar (d) y el factor de coherencia de fase (e).	231
Figura 3.65 – Imagen original (a), <i>FCF</i> (b), <i>FCC</i> (c), <i>FCA</i> (d) y <i>FCS</i> (e) para un reflector de amplitud 0 dB en $\theta=30^\circ$ , con foco fijo en emisión y focalización dinámica en recepción. Los 64 elementos se ubican de forma aleatoria en una apertura $D = 96\lambda$ . Rango dinámico (a) 90 dB (b,c,d,e) 35 dB. $N = 64$ , $d = 1.5 \lambda$ , $\sigma_\eta = -60$ dB.	232
Figura 3.66 – <i>LSF</i> original (azul) y tras aplicar los factores de coherencia de fase (arriba) y de signo (abajo), para dos reflectores de amplitud 0 dB y -20 dB, con foco fijo en emisión y focalización dinámica en recepción. Los 64 elementos del array se ubicaron de forma aleatoria en una apertura $D = 96\lambda$ . $N = 64$ , $d = \lambda/2$ , $\sigma_\eta = -60$ dB.	233
Figura 3.67 – Envolvente de la señal recibida (azul) junto con el <i>FCC</i> (arriba) y el <i>FCS</i> (abajo) para 9 reflectores equi-espaciados en la dirección de propagación del haz, con foco fijo en emisión a 50 mm y a 25mm en recepción. $N = 64$ , $d = \lambda/2$ , $\sigma_\eta = -60$ dB.	234
Figura 3.68 – Imágenes obtenidas con (a) $\mu = \infty$ (b) $\mu = 4$ (c) $\mu = 4$ y <i>FCF</i> y (d) $\mu = 4$ y <i>FCS</i> con emisión única desde el centro del array. Rango dinámico 70 dB, $N = 64$ , $d = \lambda/2$ , $\sigma_\eta = -60$ dB.	235
Figura 3.69 – <i>LSF</i> con (a) $\mu = \infty$ (b) $\mu = 4$ (c) $\mu = 4$ y <i>FCF</i> y (d) $\mu = 4$ y <i>FCS</i> con emisión única desde el centro del array. Rango dinámico 70 dB, $N = 64$ , $d = \lambda/2$ , $\sigma_\eta = -60$ dB.	236
Figura 3.70 – Imágenes obtenidas con (a) $\mu = \infty$ (b) $\mu = 4$ (c) $\mu = 4$ y <i>FCF</i> y (d) $\mu = 4$ y <i>FCS</i> con emisión única desde el centro del array, y dos reflectores de amplitud 0 dB y -30 dB. Rango dinámico 70 dB, $N = 64$ , $d = \lambda/2$ , $\sigma_\eta = -60$ dB.	237
Figura 3.71 – Patrón lateral con (a) $\mu = \infty$ (b) $\mu = 4$ (c) $\mu = 4$ y <i>FCF</i> y (d) $\mu = 4$ y <i>FCS</i> con emisión única desde el centro del array, y dos reflectores de amplitud 0 dB y -30 dB. Rango dinámico 70 dB, $N = 64$ , $d = \lambda/2$ , $\sigma_\eta = -60$ dB.	237
Figura 3.72 – Esquema de la simulación para un array de 32 elementos con $\theta_f = 20^\circ$ , $R_f = 1.5D$ y 80 dispersores en la celda de resolución.	239
Figura 3.73 – Diagramas de módulo y fase de las señales recibidas antes (Izq) y después (Dcha) de aplicar los retardos de focalización ( $r_i$ y $s_i$ respectivamente).	241
Figura 3.74 – Diagramas de fase de las señales generadas por la estructura del material (Izq) y, cuando además, se coloca un reflector de amplitud unidad en el foco (Dcha).	242
Figura 3.75 – Imagen original (a) y después de aplicar los factores <i>FCF</i> (b), <i>FCC</i> (c), <i>FCA</i> (d) y <i>FCS</i> (e), con emisión única desde el centro del array y focalización dinámica en recepción. La escala es lineal y las imágenes están normalizadas a su máximo valor. $N = 32$ , $d = \lambda/2$ , $\sigma_\eta = -60$ dB.	243
Figura 3.76 – Imagen original (a) y después de aplicar los factores <i>FCF</i> (b), <i>FCC</i> (c), <i>FCA</i> (d) y <i>FCS</i> (e), aplicando la técnica <i>SAFT-N</i> (1, $N$ ). La escala es lineal y las imágenes están normalizadas a su máximo valor. $N = 32$ , $d = \lambda/2$ , $\sigma_\eta = -60$ dB.	244
Figura 4.1 – Esquema de la probeta utilizada en el experimento 1.	250
Figura 4.2 – Imagen <i>SAFT-N</i> (1, $N$ ) del experimento 1 (Rango dinámico 80 dB).	251
Figura 4.3 – Imágenes obtenidas mediante <i>SAFT-N</i> (1, $N$ ) y después de aplicar los factores de coherencia global <i>FCF</i> (a), <i>FCC</i> (b), <i>FCA</i> (c) y <i>FCS</i> (d). Rango dinámico 80 dB.	252



Figura 4.4 – Imágenes, en escala lineal, de las tres parejas de taladros en el centro de la pieza. (a) Original (b) con <i>FCF</i> (c) con <i>FCC</i> , (d) con <i>FCA</i> y (e) con <i>FCS</i> .	254
Figura 4.5 – Patrón lateral original (azul) y después de aplicar los factores de coherencia en torno a los taladros <i>T11</i> y <i>T12</i> .	255
Figura 4.6 – Pérdidas en las indicaciones de los 20 taladros para todos los factores de coherencia.	256
Figura 4.7 – Imágenes obtenidas mediante <i>SAFT-N(1,N)</i> y después de aplicar los factores de coherencia media <i>FCF</i> (a), <i>FCC</i> (b), <i>FCA</i> (c) y <i>FCS</i> (d). Rango dinámico 80 dB.	257
Figura 4.8 – Atenuación introducida en las indicaciones de los 20 taladros para los factores de coherencia media.	257
Figura 4.9 – Imágenes obtenidas mediante <i>SAFT-N(1,N)</i> y después de aplicar los factores de coherencia máxima <i>FCF</i> (a), <i>FCC</i> (b), <i>FCA</i> (c) y <i>FCS</i> (d). Rango dinámico 80 dB.	258
Figura 4.10 – Atenuación introducida en las indicaciones de los 20 taladros para todos los factores de coherencia máxima.	259
Figura 4.11 – Esquema de la probeta utilizada en el experimento 2	261
Figura 4.12 – Imagen <i>SAFT-N(1,N)</i> del experimento 2 (Rango dinámico 90 dB).	261
Figura 4.13 – Imágenes obtenidas mediante <i>SAFT-N(1,N)</i> y después de aplicar los factores de coherencia global <i>FCF</i> (a), <i>FCC</i> (b), <i>FCA</i> (c) y <i>FCS</i> (d). Rango dinámico 90 dB.	263
Figura 4.14 – Patrón lateral original (azul) y después de aplicar los factores de coherencia en torno a la cuarta fila de hilos {N4,C4,C9}.	263
Figura 4.15 – Atenuación introducida por los factores de coherencia global para los 10 cables de la probeta.	264
Figura 4.16 – Imagen del <i>FCS</i> global para el experimento 2 y coherencia global. Rango dinámico 90 dB.	265
Figura 4.17 – Imágenes obtenidas mediante <i>SAFT-N(1,N)</i> y después de aplicar los factores de coherencia media <i>FCF</i> (a), <i>FCC</i> (b), <i>FCA</i> (c) y <i>FCS</i> (d). Rango dinámico 90 dB.	267
Figura 4.18 – Patrón lateral original (azul) y después de aplicar los factores de coherencia en torno a la cuarta fila de reflectores {N4,C4,C9}.	267
Figura 4.19 – Esquema de la probeta utilizada en el experimento 3	268
Figura 4.20 – Imágenes originales <i>SAFT-N(1,N)</i> del experimento 3 (Rango dinámico 90 dB).	269
Figura 4.21 – Imágenes obtenidas mediante <i>SAFT-N(1,N)</i> y después de aplicar los factores de coherencia media <i>FCF</i> (a), <i>FCC</i> (b), <i>FCA</i> (c) y <i>FCS</i> (d). Rango dinámico 90 dB.	270
Figura 4.22 – Detalle en torno a los quistes más alejados del array. En rojo se indican las regiones utilizadas para el cálculo del <i>CR</i> y el <i>CNR</i> . (a) Original (b) con <i>FCF</i> , (c) con <i>FCC</i> , (d) con <i>FCA</i> y (e) con <i>FCS</i> . (Rango dinámico 90 dB).	271
Figura 4.23 – Imágenes obtenidas mediante <i>SAFT-N(1,N)</i> y después de aplicar los factores de coherencia media <i>FCF</i> (a), <i>FCC</i> (b), <i>FCA</i> (c) y <i>FCS</i> (d). Rango dinámico 90 dB.	272
Figura 4.24 – Detalle en torno a la fila de reflectores más cercanos al array, en escala lineal y normalizada al máximo valor de cada imagen. Imagen original (a), y después de aplicar los factores <i>FCF</i> (b), <i>FCC</i> (c), <i>FCA</i> (d) y <i>FCS</i> (e).	273
Figura 4.25 – Pérdidas introducidas en las indicaciones de los 6 reflectores de la Figura 4.24.	273
Figura 4.26 – Imágenes <i>SAFT-32(1,32)</i> del experimento 3 (Rango dinámico 90 dB).	274
Figura 4.27 – Imágenes obtenidas mediante <i>SAFT-32(1,32)</i> después de aplicar los factores de coherencia global <i>FCF</i> (arriba), <i>FCC</i> (centro), y <i>FCS</i> (abajo). Rango dinámico 90 dB.	275
Figura 4.28 – Imágenes de los factores de coherencia <i>FCF</i> (arriba), <i>FCC</i> (centro), y <i>FCS</i> (abajo). Rango dinámico 70 dB.	276
Figura 4.29 – Esquema de la probeta utilizada en experimento 4	277

Figura 4.30 – (Izquierda) Esquema del volumen de datos generado (Derecha) Representación en 3 dimensiones de los tres planos principales que contienen la indicación del taladro n° 6.....	278
Figura 4.31 – Imágenes originales paralelas al plano $XZ$ pasando por los taladros $T5$ , $T6$ , $T11$ y $T4$ ( $a$ , $b$ , $c$ y $d$ ). Rango dinámico $50\text{ dB}$ . ....	279
Figura 4.32 – Imágenes paralelas al plano $XZ$ pasando por los taladros $T5$ , $T6$ , $T11$ y $T4$ ( $a$ , $b$ , $c$ y $d$ ) después de aplicar el $FCC$ . Rango dinámico $50\text{ dB}$ . ....	280
Figura 4.33 – Imágenes originales $C\text{-Scan}$ ( $izq$ ) y $D\text{-Scan}$ ( $dcha$ ) para dos rangos en la dirección $Z$ : $Z_1=[0,-45]$ ( $arriba$ ) y $Z_2=[-45,-55]$ ( $abajo$ ). Rango dinámico del $C\text{-Scan}$ $50\text{ dB}$ , y escala de colores lineal entre $0$ y $-55\text{ mm}$ para el $D\text{-Scan}$ . ....	281
Figura 4.34 – Imágenes $C\text{-Scan}$ ( $izq$ ) y $D\text{-Scan}$ ( $dcha$ ) después de aplicar el $FCC$ , para dos rangos en la dirección $Z$ : $Z_1=[0,-45]$ ( $arriba$ ) y $Z_2=[-45,-55]$ ( $abajo$ ). Rango dinámico del $C\text{-Scan}$ $50\text{ dB}$ , y escala de colores lineal entre $0$ y $-55\text{ mm}$ para el $D\text{-Scan}$ . ....	282
Figura 4.35 – Representación 3D combinando las imágenes $C\text{-Scan}$ y $D\text{-Scan}$ , ( $izq$ ) original ( $dcha$ ) después de aplicar el $FCC$ . ....	283
Figura 4.36 – Imágenes $C\text{-Scan}$ del $FCC$ para dos rangos en la dirección $Z$ : $Z_1=[0,-45]$ ( $izq$ ) y $Z_2=[-45,-55]$ ( $dcha$ ). Rango dinámico $25\text{ dB}$ . ....	284
Figura 4.37 – Imágenes $C\text{-Scan}$ del $FCF$ ( $arriba$ ) y del $FCS$ ( $abajo$ ) para dos rangos en la dirección $Z$ : $Z_1=[0,-45]$ ( $izq$ ) y $Z_2=[-45,-55]$ ( $dcha$ ). Rango dinámico $25\text{ dB}$ . ....	284
Figura 4.38 – Esquema de la probeta utilizada en el experimento 5. ....	285
Figura 4.39 – Esquema de la inspección de la entalla 2 a través de la soldadura. ( $arriba$ ) Vista superior con la ubicación del array en la pieza ( $abajo$ ) sección transversal con la zona de la imagen en línea de puntos y los tres posibles caminos del haz ultrasónico hasta la entalla. ....	286
Figura 4.40 – Imagen original de la entalla 1 a través de la soldadura, en escala lineal normalizada. ....	287
Figura 4.41 – Imágenes obtenidas al aplicar los factores de coherencia globales $FCF$ ( $a$ ), $FCC$ ( $b$ ), $FCA$ ( $c$ ) y $FCS$ ( $d$ ). Escala lineal normalizada al máximo valor de la imagen original. ....	288
Figura 4.42 – Señales recibidas desde ( $arriba$ ) $\theta_{S2}$ ( $centro$ ) $\theta_{S1}$ y ( $abajo$ ) $\theta_D$ . A la izquierda se presentan las señales originales y a la derecha después de aplicar el $FCS$ . ....	288
Figura 4.43 – Imágenes antes ( $izquierda$ ) y después de aplicar el $FCS$ ( $derecha$ ) para las entallas 1 ( $arriba$ ) y 3 ( $abajo$ ). Escala lineal normalizada al máximo valor de la imagen original en cada caso. ....	289
Figura 5.1 – Diagrama de bloques de un conformador de haz con coherencia de fase. ....	296
Figura 5.2 - Módulo de la respuesta en frecuencia (normalizada a la de Nyquist) de un filtro de Hilbert de orden 16 ( $azul$ ), 32 ( $verde$ ) y 64 ( $rojo$ ). ....	300
Figura 5.3 – ( $Arriba$ ) Módulo de la respuesta en frecuencia de un filtro de Hilbert de 7 coeficientes ( $azul$ ) y espectro de una señal gaussiana con $bw = 50\%$ y $f_m = 4 f_s$ . ( $Abajo$ ) ....	301
Figura 5.4 – Esquemas de implementación para los factores de coherencia basados en la fase: ( $Arriba$ ) $FCF$ , ( $Centro$ ) $FCC$ y ( $Abajo$ ) $FCA$ . ....	303
Figura 5.5 – Esquema de bloques para el cálculo del $FCS$ basado en una tabla de búsqueda. ....	305
Figura 5.6 – Esquema de un filtro digital de máximo móvil en paralelo ....	306
Figura 5.7 – Esquema de un filtro digital de máximo móvil en cascada. ....	307
Figura 5.8 – Esquema de un filtro digital de máximo móvil según [Pitas, 1989], con $N_v^{max}=8$ . ....	308
Figura 5.9 - $FCS$ a la salida del filtro de máximo móvil ( $azul$ ) y después de aplicar un paso-bajos $FIR$ de 63 coeficientes ( $verde$ ) y un filtro de media móvil de 8 muestras ( $rojo$ ). ....	310
Figura 5.10 – Esquema de un filtro digital de media móvil y ancho de ventana programable. ....	311
Figura 5.11 – Esquema general de un sistema AMPLIA ....	312

Figura 5.12 – Imágenes de los módulos base y de rama de la tecnología SITAU. ....	315
Figura 5.13 – Esquema del conformador en recepción en la tecnología SITAU .....	316
Figura 5.14 – Esquema propuesto para la incorporación del <i>FCS</i> parcial en los módulos de rama. ....	322
Figura 5.15 - Esquema propuesto para la incorporación del <i>FCS</i> global en los módulos de rama. ....	323
Figura 5.16 - Esquema propuesto para la incorporación del <i>FCS</i> global en los módulos base. ....	324

## Lista de tablas

Tabla 3.1– Resolución angular (en grados) al aplicar los factores de coherencia para distintos umbrales. ....	193
Tabla 3.2 – Relación señal a ruido estructural y atenuación del reflector en el foco antes y después de aplicar los factores de coherencia. ....	243
Tabla 4.1 – Nivel de separación de los reflectores (NSR) para cada pareja de taladros. ....	253
Tabla 4.2 - Cantidad de parejas de taladros que se resuelven correctamente en función del umbral utilizado para distinguir entre indicaciones próximas entre sí. ....	253
Tabla 4.3 – Resumen de los resultados obtenidos con <i>SAFT-N(I,N)</i> y coherencia global para el experimento 1. ....	256
Tabla 4.4 – Resumen de los resultados obtenidos con <i>SAFT-N(I,N)</i> y coherencia media para el experimento 1. ....	258
Tabla 4.5 – Resumen de los resultados obtenidos con <i>SAFT-N(I,N)</i> y coherencia máxima para el experimento 1. ....	259
Tabla 4.6 – Relación señal a lóbulo de rejilla (en dB) para los hilos más afectados por los lóbulos de rejilla. ..	264
Tabla 4.7 – Ancho del lóbulo principal (en grados) generado por el cable C3 para distintos criterios de medida. ....	265
Tabla 4.8 – Contraste ( <i>CR</i> ) y relación contraste a ruido ( <i>CNR</i> ) para los quistes más alejados del array. ....	271
Tabla 4.9 – Coordenadas del extremo de los 12 taladros de la probeta. ....	277
Tabla 5.1 – Reporte de utilización de recursos para la FPGA del Módulo de Rama (Spartan 3 XC3S1000) extraído del software de desarrollo ISE® (Xilinx, San José, EEUU).....	317
Tabla 5.2 – Reporte de utilización de recursos para la FPGA del Módulo Base (Spartan 3 XC3S1000) extraído del software de desarrollo ISE® (Xilinx, San José, EEUU).....	318
Tabla 5.3 – Parámetros de configuración y recursos utilizados por cada bloque del algoritmo de cálculo del FCS.....	321
Tabla 5.4 - Reporte de utilización de recursos para la FPGA del Módulo de Rama (Spartan 3 XC3S1000) para el cálculo del FCS extraído del software de desarrollo ISE® (Xilinx, San José, EEUU).....	321



## Lista de símbolos y acrónimos

$\alpha_e$	Anchura mínima del lóbulo principal después de aplicar el factor de coherencia de signo
$\Delta RA$	Variación de la relación de amplitudes entre dos reflectores en la imagen después de aplicar alguno de los factores de coherencia
$\Delta x$	Anchura del lóbulo principal en la dirección x según el criterio de Rayleigh
$\Delta \alpha$	Anchura angular del lóbulo principal según el criterio de Rayleigh
$\Delta \beta$	Anchura angular del lóbulo principal después de aplicar alguno de los factores de coherencia
$\eta$	Relación entre la amplitud eficaz de los lóbulos de cuantización temporal y la del lóbulo principal
$\eta(t)$	Variable aleatoria que representa el ruido aditivo en la señal recibida
$\eta_{FCC}$	Relación entre el valor del FCC en el lóbulo principal y en los lóbulos laterales en función de la resolución de los retardos
$\eta_{FCF}$	Relación entre el valor del FCF en el lóbulo principal y en los lóbulos laterales en función de la resolución de los retardos
$\eta_\beta$	Relación entre la anchura angular del lóbulo principal resultante de aplicar alguno de los factores de coherencia y la anchura angular del lóbulo principal original
$\theta$	Dirección angular en el plano xz, medida con respecto al eje z
$\theta_a$	Ángulo inicial de deflexión en un barrido sectorial
$\theta_b$	Ángulo final de deflexión en un barrido sectorial
$\theta_f$	Posición angular del foco
$\theta_i$	Ángulo de deflexión correspondiente a la línea i en la imagen
$\theta_p$	Posición angular del reflector
$\theta_s$	Intervalo angular de muestreo de una imagen ultrasónica
$\theta_{z1}$	Posición angular del primer cero del Factor de Array
$\lambda$	Longitud de onda
$\mu$	Relación entre el periodo de la señal y la resolución de los retardos de focalización
$\mu_f$	Valor medio de la amplitud del fondo en una imagen ultrasónica
$\mu_q$	Valor medio de la amplitud de la región de interés en una imagen ultrasónica
$\pi$	Número pi
$\sigma$	Desviación estándar
$\sigma_0$	Desviación estándar de una variable aleatoria uniformemente distribuida en $[-\pi, \pi)$
$\sigma_b$	Desviación estándar de los signos de los datos de apertura
$\sigma_c$	Desviación estándar circular
$\sigma_{cir}$	Desviación estándar circular según [Fisher, 1995]
$\sigma_f^2$	Varianza de la amplitud del fondo de una imagen ultrasónica

---

$\sigma_q^2$	Varianza de la amplitud de la región de interés en una imagen ultrasónica
$\sigma_U$	Umbral de dispersión de fases para los factores de coherencia
$\sigma_W$	Desviación estándar de las fases desenrolladas de los datos de apertura
$\sigma_\eta$	Valor RMS del ruido de los datos de apertura
$\sigma_\Phi$	Desviación estándar de las fases absolutas de los datos de apertura
$\sigma_\varphi$	Desviación estándar del valor principal de las fases de los datos de apertura
$\sigma_\varphi^A$	Desviación estándar del conjunto de fases auxiliares $\varphi_A$
$v_{FCS}$	Cantidad de bits para la representación digital del factor de coherencia de signo
$\Phi$	Fase absoluta de una señal analítica
$\varphi$	Valor principal de la fase de una señal analítica
$\tilde{\varphi}$	Valor medio de la variable aleatoria $\varphi$ con distribución circular
$\varphi_0$	Desfasaje constante de una señal ultrasónica
$\varphi_A$	Fase auxiliar obtenida a partir de la fase $\varphi$ según (2.50), que traslada la discontinuidad en $j = \pm\pi$ a $\varphi = 0$
$\varphi_s$	Fase de los datos de apertura contaminados con ruido aditivo
$\varphi_\eta$	Fase del ruido de los datos de apertura
$\Psi$	Valor principal de la fase discretizado en dos intervalos: $[0,\pi)$ y $(-\pi,0)$ .
$\omega$	Frecuencia angular
$\omega_S$	Frecuencia angular central del array
$\tau_i$	Retardo de focalización en recepción para el elemento $i$
$\tau_i^E$	Retardo de focalización en emisión para el elemento $i$
$A(t)$	Envolvente del pulso ultrasónico
$A(\omega)$	Espectro de la envolvente del pulso ultrasónico
AMPLIA	Arquitectura Modular para el Procesamiento y Despliegue de Imagen Acústica
$\text{Arg}(x)$	Argumento de la variable compleja $x$
A-Scan	Señal cuya amplitud representa la reflectividad del medio en la dirección de propagación del haz ultrasónico
$A_\eta$	Amplitud del ruido de los datos de apertura
$b$	Ancho de banda del pulso ultrasónico
$b_i$	Variable discreta que representa el signo del dato de apertura $i$
B-Scan	Imagen formada por varios A-Scan en diferentes direcciones (barrido sectorial) o desde diferentes posiciones (barrido lineal) y representa la reflectividad del medio.
$bw$	Ancho de banda relativo del pulso ultrasónico
$c$	Velocidad del sonido
CCF	Calculador de coherencia de fase
CFP	Corrección Focal Progresiva
CNR	Relación contraste a ruido (Contrast to Noise Ratio)
CORDIC	Coordinate Rotation Digital Computer

---

cov(x)	Covarianza de la variable x
CR	Contraste de una imagen ultrasónica
C-Scan	Imagen formada por el máximo valor de cada una de las líneas de un conjunto de imágenes B-Scan. Representa la máxima reflectividad del medio.
d	Distancia entre los elementos del array
D	Tamaño de la apertura del array
DDR	Double Data Rate
D-Scan	Imagen formada por el tiempo de vuelo en el que se produce el máximo valor de cada una de las líneas de un conjunto de imágenes B-Scan. Representa la profundidad del reflector que generó la indicación de mayor amplitud.
e(t)	Señal monocromática de amplitud A y frecuencia $f_s$
E(t)	Representación analítica de la señal monocromática e(t)
E(x)	Valor esperado de la variable x
EMI	Interferencia electromagnética (Electromagnetic Interference)
END	Ensayos No Destructivos
$f(r, \theta)$	Respuesta al impulso del espacio insonificado (en coordenadas polares)
F[k]	Factor de coherencia en tiempo discreto
FA	Factor de array
FCA	Factor de coherencia absoluta
$FCA_t$	Factor de coherencia absoluta teórico
FCC	Factor de coherencia circular
FCF	Factor de coherencia de fase
$FCF_A$	Factor de coherencia de fase calculado a partir de las fases auxiliares $\varphi_A$
FCS	Factor de coherencia de signo
$FCS_C$	Factor de coherencia de signo circular
$FCS_e$	Factor de coherencia de signo estricto
$FCS_m$	Factor de coherencia de signo mínimo
FCU	Factor de coherencia umbralizado
FFT	Transformada rápida de Fourier (Fast Fourier Transform)
FIR	Filtro de respuesta al impulso finita (Finite Impulse Response)
FMX	Filtro de máximo móvil
FP	Factor de coherencia parcial para una imagen parcial en la modalidad SAFT
FPB	Filtro paso-bajo
FPGA	Dispositivo de lógica programable (Field Programmable Gate Array)
$f_s$	Frecuencia central del array
FWHM	Criterio “Full Width at Half Maximum” para medir la anchura del lóbulo principal
$g(r, \theta)$	Imagen ultrasónica en coordenadas polares
$g(t)$	Pulso ultrasónico de envolvente gaussiana



---

$G(\omega)$	Espectro del pulso ultrasónico
$g_c(t)$	Representación analítica de un ultrasónico de envolvente gaussiana
GPU	Unidad de procesamiento gráfico (Graphics Processing Unit)
$h(r,\theta)$	Respuesta al impulso del sistema de imagen acústica (en coordenadas polares)
$H(x)$	Transformada de Hilbert de la variable $x$
$I_k(\cdot)$	Función modificada de Bessel de orden $k$
ISLR	Relación entre la energía contenida en el lóbulo principal y en los laterales (Integrated Sidelobe Ratio)
$k$	Índice a la muestra en tiempo discreto
$k_0$	Número de onda
$L$	Profundidad de foco
$L_{FCF}$	Región en torno al foco en la dirección axial en la que el FCF introduce pérdidas de amplitud menores a -3 dB
$L_{FCS}$	Región en torno al foco en la dirección axial en la que el FCS no introduce pérdidas de amplitud
$\ln$	Logaritmo neperiano
$\log_{10}$	Logaritmo en base 10
LSF	“Lateral Spread Function”, máximo valor de la PSF para cada ángulo de deflexión
LUT	Tabla de búsqueda (Lookup Table)
LVDS	Señal diferencial de bajo voltaje (Low Voltage Differential Signal)
$M$	Número de elementos del array que controla cada módulo en un sistema distribuido de imagen ultrasónica
$\max(a,b)$	Máximo valor entre las variables $a$ y $b$
$\min(a,b)$	Mínimo valor entre las variables $a$ y $b$
$\text{mod}(a,b)$	Operación módulo: Resto del cociente entero de $a/b$
MPB	Módulos de procesamiento base en una sistema AMPLIA
MPR	Módulos de procesamiento de rama en un sistema AMPLIA
$N$	Cantidad de elementos del array
$n$	Número de señales involucradas en la obtención del factor de coherencia
$N(\mu, \sigma^2)$	Distribución Normal de media $\mu$ y varianza $\sigma^2$
$n_E$	Cantidad de elementos activos en emisión en la modalidad SAFT
NL	Cantidad de líneas de una imagen ultrasónica
$n_P$	Cantidad de imágenes parciales en la modalidad SAFT
$n_R$	Cantidad de elementos activos en recepción en la modalidad SAFT
NSR	Nivel de separación entre dos reflectores
$N_v$	Tamaño de ventana de los filtros de máximo y de media móvil
$p$	Exponente para el ajuste de la sensibilidad del factor de coherencia de signo
$P$	Número de módulos de procesamiento en un sistema distribuido de imagen ultrasónica.
$\text{pdf}(x)$	Función de densidad de probabilidad de la variable aleatoria $x$

---

PL	Patrón lateral
PSF	“Point Spread Function”, respuesta al impulso de un sistema de imagen acústica
R	Distancia al centro del array
RA	Relación de amplitudes entre dos reflectores en la imagen
Rayleigh( $\sigma$ )	Distribución de Rayleigh de parámetro $\sigma$
$R_f$	Distancia entre el centro del array y el foco
RF	Radiofrecuencia
$r_i(t)$	Señal recibida por el elemento $i$
Rice( $v, \sigma$ )	Distribución de Rice de parámetros $v$ y $\sigma$
$r_{ij}$	Señal recibida por elemento $j$ cuando emite el elemento $i$
$R_u$	Límite del campo cercano
$R_w$	Distancia del frente de ondas al centro del array
$S(t)$	Salida de un conformador phased-array
$S(x_f, z_f)$	Imagen en la modalidad SAFT
SAFT	Imagen ultrasónica por Apertura Sintética (Synthetic Aperture Focusing Technique)
SB	Sumatorio de los signos de los datos de apertura
$sb_j$	Sumatorio parcial de los signos llevado a cabo por el módulo $j$ en un sistema distribuido con varios módulos
SF	Sumatorio de las fases de los datos de apertura
SF2	Sumatorio del cuadrado de los datos de apertura
$sf2_j$	Sumatorio parcial del cuadrado de las fases llevado a cabo por el módulo $j$ en un sistema distribuido con varios módulos
sfa	Mínimo valor entre la desviación estándar del conjunto de fases $\phi$ y la desviación estándar de las fases auxiliares $\phi_A$
$sf_j$	Sumatorio parcial de las fases llevado a cabo por el módulo $j$ en un sistema distribuido con varios módulos
$s_i(t)$	Dato de apertura del elemento $i$
SI(t)	Parte real (o componente en fase) de la señal analítica $S(t)$
$S_i(x_f, z_f)$	Imagen parcial cuando emite el elemento $i$ en la modalidad SAFT
$s_{ij}$	Dato de apertura del elemento $j$ cuando emite el elemento $i$
SITAU	Sistema de Imagen con Tecnología de Arrays Ultrasónicos
SNR	Relación señal a ruido (Signal to Noise Ratio)
SQ(t)	Parte imaginaria (o componente en cuadratura) de la señal analítica $S(t)$
SSP	Split Spectrum Processing
std(x)	Desviación estándar de la variable $x$
$t$	Tiempo
$t_i^E$	Tiempo de vuelo desde el elemento $i$ hasta el foco
$t_i^R$	Tiempo de vuelo desde el centro del array hasta el foco y de vuelta al elemento $i$

$\tan^{-1}(x)$	Arcotangente de x
$t_{ij}$	Tiempo de vuelo desde el elemento i hasta el foco y de vuelta al elemento j
$T_m$	Período de muestreo
$T_p$	Duración de un pulso ultrasónico de banda ancha
$t_v$	Tiempo de vuelo entre un emisor y un receptor en posiciones arbitrarias
$U(a,b)$	Distribución Uniforme en el intervalo [a,b]
UCI	Unidad de control e interfaz en un sistema AMPLIA
$U_i$	Vector complejo de módulo unidad y fase $\phi_i$
$\text{var}(x)$	Varianza de la variable x
$v_{\text{cir}}$	Varianza circular muestral
VLSI	Tecnología de alta integración en silicio (Very Large Scale Integration)
W	Tamaño de los elementos en la dirección y
$w_i$	Factor de apodización del elemento i
$x_f$	Coordenada x del foco
$x_i$	Coordenada x del elemento i
$Y[k]$	Salida del conformador una vez aplicado el factor de coherencia
$z_f$	Coordenada z del foco

## Introducción

Durante las tres últimas décadas, la imagen ultrasónica (ecografía, ultrasonografía, etc.) se ha consolidado como una técnica habitual para el diagnóstico en el ámbito clínico. Asimismo, en los últimos años, se ha introducido en el sector industrial para la Evaluación No Destructiva (END) de materiales y estructuras. Proporciona diversas ventajas frente a otras modalidades de imagen (rayos X, resonancia magnética, gammagrafía, etc.), que utilizan radiaciones ionizantes y/o requieren equipamientos costosos. También tiene sus limitaciones, principalmente en resolución y contraste, aspectos que son abordados en esta Tesis Doctoral.

Una imagen ultrasónica clásica representa la amplitud de los ecos producidos por reflectores (dispersores). Al basarse en ondas mecánicas, la imagen muestra los cambios de impedancia acústica, definida como el producto de la densidad por la velocidad de propagación en el medio. Los tejidos biológicos presentan cambios sutiles de impedancia acústica, ya que tanto la densidad como la velocidad de propagación son muy similares en tejidos blandos, y el contraste de la imagen resulta crítico para el diagnóstico clínico. En cambio, en END, una grieta en el interior de un material sólido presenta un importante cambio de impedancia acústica. Aquí prima la resolución de la imagen para determinar la extensión del daño y facilitar la separación de múltiples defectos.

Aunque los principios físicos de la imagen ultrasónica son conocidos desde hace siglos (Traité de la Lumière, C. Huygens, 1690), han sido los avances en las tecnologías electrónica y de materiales los que han hecho progresar a esta técnica a partir de los años 80. En particular, con la construcción de matrices de transductores (arrays), controlados individualmente de forma electrónica en emisión y recepción, se consigue modificar las

características del haz ultrasónico, lo que permite generar imágenes de alta resolución y a tasas elevadas sin necesidad de mover el transductor para barrer la zona de interés.

Existen diversas formas de operar con arrays ultrasónicos, y difieren en la manera en que las señales emitidas y recibidas por cada elemento del array se combinan para obtener una imagen. Entre las más extendidas destacan dos modalidades: imagen *phased array* e imagen por *apertura sintética*.

En la técnica *phased array* se utilizan todos los elementos del array para emitir un pulso ultrasónico que se propaga en una determinada dirección y con un foco a cierta profundidad, controlando los retardos aplicados a los pulsos de excitación de los elementos. Asimismo, se aplican retardos de focalización a las señales recibidas por cada elemento para favorecer la composición de los ecos generados por reflectores ubicados en la dirección de propagación del haz. Tras realizar la suma de las  $N$  señales retrasadas (*datos de apertura*) se obtiene una señal (*A-Scan*) que representa la reflectividad del medio en la dirección de propagación. Variando los retardos de focalización se modifica la dirección de propagación, lo cual permite barrer la zona de interés con disparos sucesivos y obtener así una imagen sectorial. En emisión sólo puede crearse un foco, ya que una vez excitados los elementos del array el frente de ondas ya se está propagando. En cambio, en recepción, los retardos de focalización se pueden modificar durante la adquisición para que el foco vaya siguiendo al frente de ondas durante su propagación (*focalización dinámica*).

Las técnicas de *apertura sintética* utilizan un número reducido de elementos para emitir un frente de ondas omnidireccional. A las señales recibidas por cada elemento se les aplican retardos que compensan las diferencias en los tiempos de vuelo emisor-foco-receptor para cada píxel en la imagen. Al igual que en la modalidad *phased array*, el valor de la imagen en cada píxel se obtiene de la suma de los datos de apertura correspondientes. Variando la posición del emisor y, repitiendo el proceso, se obtienen varias imágenes parciales cuyo promediado proporciona una imagen de mejor calidad y enfocada dinámicamente en emisión y recepción. El número de imágenes parciales y la cantidad y distribución de los elementos utilizados en recepción determinan las características de la imagen. En particular, la que se obtiene al utilizar  $N$  emisores diferentes ( $N$  disparos) y recibir con todos los elementos del array se considera la *referencia de calidad*, ya que es la mejor que se puede conseguir con un determinado array.

La calidad de las imágenes obtenidas está determinada por múltiples factores, entre los que destacan: la resolución, el contraste, el rango dinámico, la ausencia de artefactos y la relación señal/ruido. Aunque las técnicas *phased array* y de *apertura sintética* difieren en la manera en que se obtiene la imagen, ambas se basan en la conformación del haz (*beamforming*) mediante el mismo proceso de *retardo y suma*, que tiene su origen en el principio de superposición de las ondas emitidas por cada elemento del array. El diseño y la fabricación del array condicionan, por tanto, la calidad de la imagen en ambos casos. En particular, la *resolución lateral* está limitada por el tamaño del array que, a su vez, en un array 1D es el producto del número de elementos  $N$  por la distancia entre ellos  $d$ . La resolución en la dirección de propagación (*resolución axial*), es proporcional al ancho de banda del transductor. El contraste y rango dinámico, están determinados por la relación entre la amplitud del lóbulo principal y los laterales del patrón de radiación, propios del diseño de cada array. La distribución espacial de los elementos puede generar artefactos en la imagen y, en particular, si la distancia entre elementos supera media longitud de onda se generan lóbulos de rejilla que enmascaran regiones completas de la imagen. Finalmente, la relación señal/ruido mejora con el número de elementos al aumentar la cantidad de señales que se suman en el proceso de conformación.

La realización de un conformador convencional (de *retardo y suma*) no garantiza obtener las prestaciones teóricas de un array determinado. Así sucede con la resolución finita de los retardos de focalización, que provoca un aumento del nivel de los lóbulos laterales respecto a los que caracterizan al array cuando se consideran retardos ideales exactos. En los métodos de *apertura sintética*, la reducción del número de elementos activos en emisión y recepción puede elevar el nivel de los lóbulos laterales e incluso generar lóbulos de rejilla. En *phased array* y focalizando dinámicamente en recepción, las prestaciones teóricas del array sólo pueden alcanzarse a la profundidad del foco en emisión, dado que a otras profundidades la resolución lateral es menor. De este modo, muchos trabajos de investigación se han dirigido a buscar realizaciones y variantes de los métodos de conformación convencionales con prestaciones que se aproximen a las teóricas del array.

En los últimos años se han propuesto diversas técnicas para mejorar la calidad de las imágenes tratando de superar las limitaciones impuestas por la metodología convencional. La mayor parte de estas aportaciones se dirigen a mejorar *alguno* de los factores que determinan la calidad de la imagen aunque, en ciertos casos, también mejoran o empeoran otros.

Sin embargo, a juicio del autor, hay razones para suponer que se puede mejorar de forma global la calidad de las imágenes ultrasónicas si el proceso de conformación se aborda desde una perspectiva diferente. Esta idea ha motivado el planteamiento de esta Tesis Doctoral, destacando las siguientes claves:

- Se ha prestado escasa atención a las posibilidades de la *conformación adaptativa*, en la que los propios datos de apertura modifican el comportamiento del conformador. Se trata de discriminar entre las señales originadas en el foco, que deben permanecer, y las que proceden de otras regiones (lóbulos laterales, de rejilla, ruido, etc.), que deberían ser suprimidas.
- Los conformadores convencionales (*phased array* y *apertura sintética*) operan mediante el proceso de retardo y suma descrito anteriormente, en el que sólo se utiliza la amplitud de los datos de apertura. La fase de las señales interviene *implícitamente* en el proceso de suma coherente a través de interferencias constructivas y destructivas, pero ni se extrae ni se explota la información que contiene.
- Las señales en imagen ultrasónica son de banda ancha e, invariablemente, contienen ruido. El ruido puede explotarse como una fuente de información en lugares donde sólo algunas de las señales que componen los datos de apertura contienen ecos reales mientras que las restantes contienen ruido, como sucede, por ejemplo, en los lóbulos de rejilla cuando la imagen se obtiene por *apertura sintética*.

## **Planteamiento de la Tesis**

En esta Tesis Doctoral se introduce una nueva modalidad de imagen ultrasónica denominada *Imagen por Coherencia de Fase*. A diferencia de las aproximaciones que han buscado la mejora individual de alguno de los factores que afectan a la calidad de la imagen, con frecuencia en detrimento de otros, en este trabajo se realiza un *planteamiento global*. Se pretende mejorar *simultáneamente* la resolución, el contraste, rango dinámico y relación

señal/ruido de los conformadores convencionales, con la supresión de indicaciones de artefactos, lóbulos laterales y de rejilla.

En el método propuesto en esta Tesis, la *fase instantánea de los datos de apertura* se utiliza *explícitamente* para generar una *imagen de coherencia*, que se forma a partir de *estadísticos de dispersión*. Analizando la disparidad de las fases de los datos de apertura se obtiene, en cada punto de la imagen, un *factor de coherencia* con un valor entre 0 y 1 que representa el grado de pertenencia de las señales a ecos procedentes del foco.

La imagen de coherencia puede ser utilizada directamente como una nueva modalidad. Su interpretación es diferente a la de una imagen convencional, dado que no representa la *reflectividad* de las regiones insonificadas. En cambio, en aquellos puntos en los que la imagen de coherencia sea próxima a la unidad, puede considerarse la existencia de un reflector con un alto grado de confianza, independientemente de su reflectividad. En aquellas otras regiones en las que la imagen de coherencia presente valores próximos a cero, es más probable que las señales recibidas sean debidas a lóbulos laterales, de rejilla, reverberaciones o ruido.

De este modo, se puede realizar también una *conformación adaptativa* ponderando la imagen convencional con la imagen de coherencia. La primera, proporciona indicaciones que representan la reflectividad del medio, y la segunda las filtra manteniendo únicamente las que, con un elevado grado de confianza, representan reflectores reales.

A modo de ejemplo, la Figura 1a) muestra los datos de apertura recibidos por 5 de los elementos de un array en presencia de dos reflectores *A* y *B* de la misma amplitud, el primero ubicado sobre la dirección de propagación del haz, y el segundo fuera de ella. Dado que los retardos de focalización compensan las diferencias en los tiempos de vuelo entre cada elemento y el reflector *A*, los ecos que genera quedan alineados y, al sumarlos, se interfieren constructivamente dando como resultado una indicación de mayor amplitud (Figura 1c). No es el caso del reflector *B*, ya que al estar ubicado fuera de la dirección de propagación, los retardos aplicados no compensan las diferencias en los tiempos de vuelo, y de la interferencia parcialmente destructiva resulta una señal de menor amplitud que la del reflector *A*. Ahora bien, dado que el A-Scan resultante (Figura 1c) representa la reflectividad del medio en la dirección de propagación, no debería, idealmente, presentar ninguna indicación del reflector *B*. Sin embargo, en la práctica, los reflectores ubicados fuera del foco generan un cierto nivel



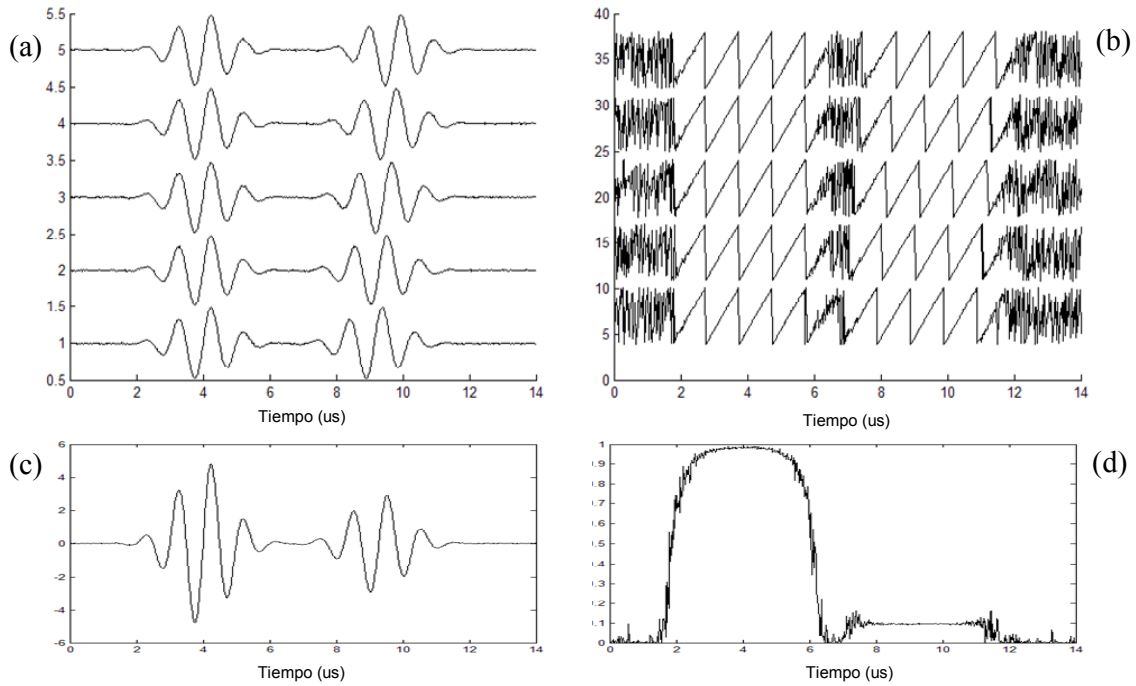


Figura 1 – Representación del proceso de conformación por coherencia de fase para un array con 5 elementos (a) datos de apertura (b) valor principal de la fase de los datos de apertura (c) salida del conformador convencional (d) factor de coherencia de fase.

de señal, relacionado con el patrón de radiación del array, que limita la resolución y el rango dinámico de la imagen.

La Figura 1b), muestra el valor principal en  $(-\pi, \pi)$  de la fase instantánea para las 5 señales que forman los datos de apertura. El primer aspecto a destacar es que, durante el tiempo de duración de los ecos, la fase de la señal es igual a la fase de la portadora e independiente del valor de la envolvente, mientras que en las regiones donde predomina el ruido, aunque sea de muy baja amplitud, la fase presenta un comportamiento aleatorio. El segundo aspecto relevante es que las fases son iguales en todos los datos de apertura para los ecos generados por el reflector *A* (ubicado en la dirección de propagación), lo cual no sucede con los ecos generados por el reflector *B*. En estos dos puntos radica la base del método de *imagen por coherencia de fase*: La dispersión de las fases de los datos de apertura es una medida de la correspondencia de los ecos recibidos con reflectores reales ubicados en el foco. Así, para cada instante de tiempo se obtiene un *factor de coherencia* que vale 1 cuando todas las fases son iguales y decrece al aumentar la dispersión de las fases.

La Figura 1d) muestra el factor de coherencia resultante para el ejemplo actual. Toma valores cercanos a 1 en torno al reflector  $A$  (en el foco), en torno a 0.1 en el reflector  $B$  (fuera del foco), y cercanos a 0 en otros puntos (ruido). Así, el factor de coherencia puede utilizarse para generar una *imagen de coherencia*, o para ponderar la salida del conformador convencional. En este último caso la indicación del reflector  $A$  se mantiene, mientras que la del reflector  $B$  se reduce por un factor de 10.

La aplicación de esta metodología resulta en una mejora global de la calidad de la imagen. Permite eliminar indicaciones de los lóbulos laterales, ya que no representan señales procedentes de reflectores reales en la actual posición del lóbulo principal. A su vez, éste se estrecha al perderse nivel de coherencia en cuanto se produce una desviación angular respecto a su eje. En los lóbulos de rejilla, algunas de las  $N$  señales contienen ruido, de baja amplitud pero de fase aleatoria, de modo que la elevada dispersión de fases del conjunto produce un bajo valor de coherencia y, por tanto, reduce los artefactos generados por los lóbulos de rejilla. Asimismo, en regiones donde prevalece el ruido (eléctrico o de grano), las fases de los datos de apertura presentan gran disparidad, que produce bajos niveles de coherencia, mejorando la relación señal/ruido en la imagen. Finalmente, los lóbulos de cuantización producidos por la discretización de los retardos también se reducen, por el mismo principio por el que se reducen los lóbulos laterales y de rejilla.

La coherencia de fase se aborda mediante la definición de *factores de coherencia* que son una función de estadísticos de dispersión de las fases de los datos de apertura. En función de que la fase se defina como su valor absoluto en  $(-\infty, \infty)$ , su valor principal en  $(-\pi, \pi)$ , con distribución circular o, incluso, discretizada en dos intervalos que representan la polaridad de la señal, se definen factores de coherencia absoluta  $FCA$ , de fase  $FCF$ , circular  $FCC$  y de signo  $FCS$ , respectivamente. Si bien el procesamiento con cada una de estas variantes mejora simultáneamente todos los factores que hacen a la calidad de imagen, algunos resultan más eficaces para mejorar determinados factores. Además, presentan diferencias importantes en cuanto a la cantidad de recursos hardware necesarios para su realización en tiempo real.

## Objetivos de la tesis.

El objetivo principal de esta Tesis Doctoral es proponer un nuevo método de generación de imágenes ultrasónicas para la mejora simultánea de los factores que determinan la calidad de imagen. Los objetivos específicos incluyen el desarrollo de la base teórica de la nueva técnica de *Imagen por Coherencia de Fase*, su verificación mediante simulación y su validación experimental.

Es también un objetivo evaluar la mejora en la calidad de la imagen para cada uno de los *factores de coherencia* propuestos, en particular, en cuanto a la reducción de la anchura de lóbulo principal y del nivel de los lóbulos laterales, así como de los causados por la cuantización de los retardos de focalización, la cancelación de los lóbulos de rejilla y la reducción del ruido de origen electromagnético o estructural.

Asimismo, la Tesis pretende determinar los límites de aplicabilidad de la nueva técnica, no sólo en cuanto a sus ventajas, sino también en cuanto a sus inconvenientes, dedicando especial atención a las diferencias que puedan surgir en función de la modalidad de imagen sobre la cual se aplique (*phased array* o *apertura sintética*).

Por último, desde el punto de vista de su aplicación práctica, es un objetivo proponer alternativas para la realización física de la nueva técnica, con arquitecturas que faciliten su operación en tiempo real con cualquier conformador estándar en el que se tenga acceso a los datos de apertura.

## Organización de la memoria y metodología.

En el Capítulo 1 se realiza una revisión de los fundamentos de la imagen ultrasónica convencional y de los resultados obtenidos por diversos autores en aquellos aspectos relacionados con la temática de esta Tesis Doctoral. Asimismo se reseñan las métricas usuales para cuantificar los factores que determinan la calidad de la imagen. Se describen los métodos de conformación utilizados para las modalidades *phased array* y de *apertura sintética*, así como los aspectos tecnológicos involucrados en su realización física para operar en tiempo

real. También se analizan los límites de calidad que pueden obtenerse con las técnicas convencionales, así como diversas aproximaciones propuestas por diversos autores con el objetivo de su superación.

En el Capítulo 2 se plantean los fundamentos teóricos de la imagen por coherencia de fase. La hipótesis de onda continua (o monocromática) permite abordar el análisis matemático de la nueva técnica y obtener expresiones cerradas para los parámetros relacionados con la calidad de las imágenes. Se introducen los factores de coherencia de fase absoluta ( $FCA$ ), de fase ( $FCF$ ), circular ( $FCC$ ) y de signo ( $FCS$ ). Se analiza el comportamiento de todos estos factores en relación con las características del patrón del haz que resulta de su aplicación, obteniendo expresiones cerradas para:

- la anchura del lóbulo principal (que determina la resolución lateral)
- el nivel de reducción de los lóbulos laterales (que determina el rango dinámico y el contraste)
- el efecto de los errores de focalización cuando se opera con foco único en recepción y como consecuencia de la discretización de los retardos de focalización
- y el efecto de la relación señal/ruido en el comportamiento de los factores de coherencia y, por tanto, su influencia en la imagen resultante.

En el Capítulo 3 se estudia el comportamiento de los factores de coherencia para formar imágenes en condiciones reales de onda pulsada. Dado que no es posible obtener expresiones cerradas en este caso, el estudio se realiza mediante simulación numérica. Además, se comparan los resultados obtenidos con los que predicen las expresiones para onda continua desarrolladas en el capítulo anterior, como forma de establecer su validez en situaciones reales. En particular, se analizan la resolución lateral y su relación con la reducción del ancho del lóbulo principal, para uno y dos reflectores, de la misma o diferente amplitud, y para todos los factores de coherencia definidos en el capítulo anterior. También se aborda la capacidad de la imagen por coherencia de fase para reducir los lóbulos laterales y los artefactos generados por los lóbulos de rejilla. Todo el estudio se realiza tanto para la técnica *phased array* como para la técnica de *apertura sintética*, analizando el comportamiento de los factores de coherencia en cada caso. Asimismo se abordan otros temas importantes, como el filtrado de las trazas ponderadas por factores de coherencia de fase y signo, para eliminar

ciertos artefactos que fueron descritos en el capítulo anterior. Finalmente, se analiza la capacidad del procesamiento por *coherencia de fase* para reducir el ruido de grano (*speckle*) en las imágenes ultrasónicas.

El Capítulo 4 se dedica a la validación experimental de la técnica propuesta. Para ello se diseñan distintas probetas para verificar los resultados teóricos en cuanto a las mejoras en la resolución, el rango dinámico y la cancelación de lóbulos de rejilla. También se utiliza una probeta símil de tejido biológico para determinar experimentalmente las prestaciones del método propuesto en la mejora del contraste y la resolución de imágenes médicas. Para verificar la reducción del ruido estructural, se utiliza una probeta de acero austenítico empleada para la calibración de sistemas de inspección en este tipo de materiales. Toda la experimentación se realiza con transductores y equipos de generación y recepción ultrasónica comerciales.

En el Capítulo 5 se proponen diversas arquitecturas para la implementación, en tiempo real, de la nueva técnica de imagen. Se presentan brevemente las arquitecturas clásicas para la obtención de la imagen convencional y, en particular, de sus posibilidades para realizar la conformación adaptativa en que se basa el procesamiento por coherencia de fase. En relación con el cálculo de los factores de coherencia, se estiman los recursos necesarios para el procesamiento con el factor de coherencia de signo *FCS*, y se propone una realización basada en dispositivos de lógica programable, y sobre la arquitectura de procesamiento de imágenes acústicas (AMPLIA) desarrollada por nuestro grupo.

En el Capítulo 6 se exponen las conclusiones de este trabajo de investigación, con indicación de los resultados más relevantes y su valoración en cuanto a los objetivos propuestos para esta Tesis Doctoral. Para finalizar, se presenta brevemente una previsión de trabajos futuros, consecuencia de que la nueva modalidad de imagen abre un campo de investigación mucho más amplio que el abordado para la realización de esta memoria.

# **Imagen ultrasónica convencional: Fundamentos y limitaciones**

En este primer capítulo se introducen los conceptos básicos de la imagen ultrasónica, de los que derivan los factores que establecen la calidad de las imágenes. En particular, éstos son la resolución, el contraste, el rango dinámico y la relación señal/ruido. La teoría clásica, basada fundamentalmente en el análisis en onda continua, campo lejano y ausencia de ruido, permite establecer los límites de estos factores.

Asimismo, se revisan las técnicas que han sido propuestas para la obtención de imagen ultrasónica de calidad en tiempo real, manteniendo dentro de límites razonables el coste, volumen y consumo energético de los sistemas. Se analizan diversas aproximaciones que intentan mejorar la calidad de las imágenes mediante técnicas basadas en el diseño del transductor (array) y en algoritmos de procesamiento digital de las señales. De este estudio del estado del arte se concluye que la imagen ultrasónica presenta ciertas limitaciones de difícil superación con técnicas convencionales, y que la mayor parte de los métodos propuestos se dirigen a mejorar alguno de los factores que determinan la calidad de imagen aunque, en ciertos casos, también mejoran o empeoran otros.

### **1.1 Breve reseña histórica.**

El desarrollo de la ultrasonografía o técnica de imagen por ultrasonidos cuenta con una larga historia. En una primera etapa se abordó la detección de defectos en metales, propuesta

hacia 1928 por el físico soviético Sergei Y. Sokolov, considerado el iniciador de la Evaluación No Destructiva por ultrasonidos. Los primeros dispositivos se basaban en registrar, simplemente, la atenuación de una onda ultrasónica al atravesar el material (técnica de *transmisión*), utilizando cristales de cuarzo con *efecto piezoeléctrico*, descubierto en 1880 por los hermanos Pierre y Jacques Curie. Una mayor atenuación en una región era indicativa de la presencia de un defecto interno.

La técnica de *pulso-eco* se desarrolló posteriormente. En este caso un único cristal emite un pulso ultrasónico y recibe los ecos producidos en la propagación de la onda emitida por los cambios de impedancia acústica en el material. Conociendo la velocidad de propagación en el medio, hay una correspondencia entre profundidad (distancia desde el transductor) y tiempo en el que se registran los ecos (*tiempo de vuelo* en ida y vuelta desde el transductor hasta el reflector).

Los primeros instrumentos (*defectoscopios*) registraban sobre la pantalla de un osciloscopio la traza ultrasónica, o *A-scan*, con los ecos, utilizando a veces transductores separados para emitir y recibir, tecnología que se utilizó principalmente para END [Firestone, 1940]. Posteriormente esta técnica fue empleada para detectar cálculos biliares, determinando simultáneamente la velocidad de propagación en tejidos biológicos, las impedancias acústicas y la capacidad de los ultrasonidos como técnica exploratoria en medicina [Ludwig, 1949].

Durante mucho tiempo los defectoscopios ayudaron al diagnóstico en medicina. Las primeras imágenes ecográficas reales no se obtuvieron hasta 1952, año en que Wild y Reid construyen el primer instrumento capaz de obtener una imagen bidimensional o *B-scan* [Wild, 1952]. La técnica requería mover manualmente el transductor emisor-receptor (pulso-eco), a la vez que se generaba un barrido X-Y en un osciloscopio de persistencia. La amplitud de los ecos modulaba el eje Z, haciéndola corresponder con el *brillo* (*bright*, dando el nombre B-scan). Posteriormente, se adaptarían brazos mecánicos con codificadores de posición que facilitarían la reconstrucción de la imagen (Figura 1.1).

La tecnología de la época no permitía otras posibilidades. Lógicamente las imágenes así obtenidas eran de baja resolución y contraste. De hecho, su rango dinámico apenas alcanzaba los 16 dB si las imágenes se registraban sobre una película fotográfica con tiempo de exposición controlado; en pantallas de persistencia la visualización era puramente binaria, representando únicamente aquellos ecos que superaban un cierto umbral. A pesar de estas dificultades, la técnica ecográfica tuvo una excelente acogida en el ámbito clínico, como un

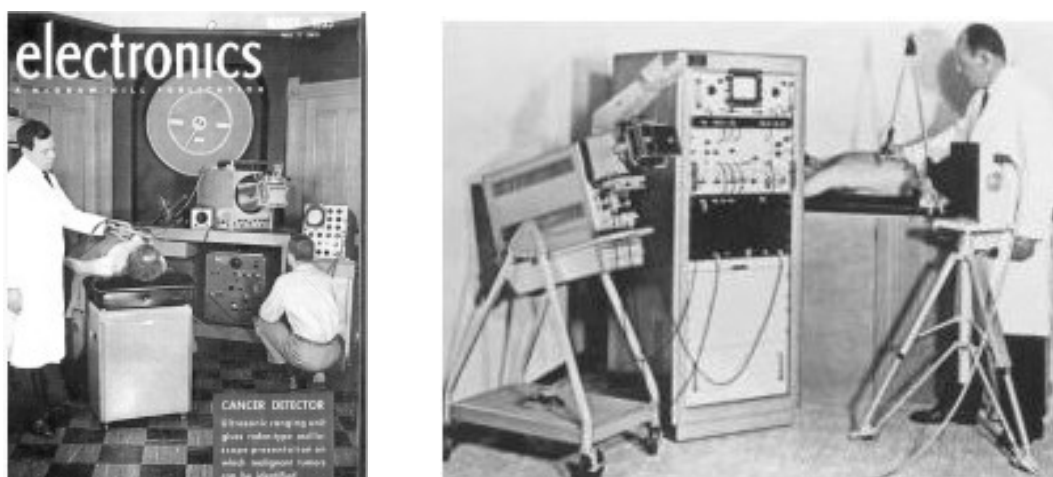


Figura 1.1 – Izquierda: Portada de la revista “Electronics” en 1955 con el equipo desarrollado por J. M. Reid; Derecha: Instrumento patentado por Wright y Meyerdirk en 1964 con un brazo articulado.

método no invasivo para ayudar al diagnóstico de cáncer de mama, colon y otros órganos, así como en aplicaciones en ginecología y obstetricia [Wild, 1957].

Las investigaciones para las aplicaciones de diagnóstico médico continuaron con estas técnicas, hoy consideradas rudimentarias, hasta que, a mediados de los 60 se construyó el primer ecógrafo que generaba una imagen B-scan en tiempo real [Krause, 1969]. Se basaba en un transductor piezoeléctrico giratorio, situado en el foco de un espejo parabólico que reflejaba el haz ultrasónico en rayos paralelos hacia el cuerpo del paciente. De este modo, en disparos consecutivos sincronizados con el giro del transductor, se podía realizar un *barrido lineal*. Este principio fue utilizado por los equipos *Vidoson* de Siemens, a partir de 1965, llegando a obtener de 15 a 30 imágenes por segundo en 1976 [Holländer, 2005]. También se crearon dispositivos semejantes que realizaban un *barrido sectorial* [Griffith, 1974]. En cualquier caso, las características del haz ultrasónico (principalmente anchura y presencia de lóbulos laterales) eran las propias del transductor, con foco fijo, y la deflexión se realizaba por medios mecánicos, siendo necesario coordinar el ángulo de giro con la posición de la presentación en la pantalla.

Mientras tanto, en el ámbito industrial, los ultrasonidos se utilizaban para múltiples aplicaciones, incluidas las de END, pero ignorando las posibilidades de la imagen [Lynnworth, 1975]. No sería hasta la década de los 90 cuando ésta se introdujera con fuerza en el ámbito de la Evaluación No Destructiva [R/D Tech, 2004], [Fleury, 1996].



Hasta la década de los 70's las imágenes se creaban directamente sobre pantallas de alta persistencia (imágenes binarias) o película fotográfica [Erikson, 1974], [Lundt, 1978]. El rango dinámico de estas imágenes era, por tanto, muy limitado, dificultando el diagnóstico. El *conversor digital de barrido* proporcionó una nueva dimensión al posibilitar la visualización de órganos en movimiento (corazón, feto, etc.). [Havlice, 1979].

Hacia 1975 se diseñó un conversor de barrido analógico, basado en un osciloscopio de memoria (*storage tube*), que podía ser grabada con modulación en el eje Z y borrada con un haz electrónico. Leyendo su contenido en sincronismo con el barrido de un tubo de rayos catódicos, se podían obtener imágenes en escala de grises con un rango dinámico superior y en tiempo real [Ranalli, 1975]. De ahí el nombre “conversor de barrido”, pues el dispositivo convertía una imagen sectorial adquirida y almacenada en coordenadas polares al barrido de una pantalla típica de televisión (*raster*, del latín *rastrum*, rastrillo).

Poco tiempo después y, con la disponibilidad de memoria y conversores A/D y D/A a velocidades suficientes y costes moderados, se diseñan los primeros conversores de barrido digitales [Waxman, 1977]. Además de ser una tecnología más compacta y fiable, permitía incluir cursores y otras informaciones en la misma imagen.

Los avances en tecnología de materiales y procesos de fabricación, permitieron el desarrollo de *arrays* de transductores, conjunto de pequeños elementos piezoeléctricos próximos entre sí. Cada elemento se controla individualmente, tanto en emisión como en recepción de forma coordinada, posibilitando la deflexión y focalización electrónica del haz [Macowski, 1975]. La utilización de los arrays supuso una revolución en la generación de imágenes ultrasónicas, dando origen a la tecnología actual de ecografía en los ámbitos clínico e industrial. Tras haber vendido cerca de 3000 equipos *Vidoson*, que utilizaban un único transductor, en 1980 Siemens renuncia a esta tecnología en favor de la más fiable, con mejores prestaciones e, incluso, más económica basada en *arrays* [Woo, 2006].

A mediados de los años 70 ya existe todo el conocimiento base para la ecografía de calidad en tiempo real [Erikson, 1974]. Pero es a partir de los años 80 cuando tiene lugar un rápido desarrollo tecnológico, tanto desde el punto de vista del transductor como de los sistemas electrónicos y técnicas de formación de imagen.

## 1.2 Fundamentos de la imagen ultrasónica con arrays.

A diferencia de un transductor construido con un único cristal piezoeléctrico, un *array* contiene de decenas a millares de elementos individuales de pequeño tamaño, en una configuración lineal (1D) o matricial (2D), controlables de forma independiente tanto en emisión como en recepción (Figura 1.2).

Mientras que un transductor mono-elemento genera un haz ultrasónico fijo, determinado por sus características geométricas, un array permite *deflectar* y *focalizar* (enfocar) el haz controlando eléctricamente los elementos, en emisión y en recepción. Los arrays 1D pueden deflectar y focalizar únicamente en el plano  $xz$  y, por tanto, generan imágenes contenidas en dicho plano. Los arrays 2D pueden deflectar y focalizar en todas las direcciones, con lo que consiguen generar imágenes volumétricas.

Aunque hay una base formal de la formación de imagen con arrays, principalmente desarrollada para onda monocromática [Steinberg, 1976], [Macowski, 1979], [Kino, 1987], [Jensen, 2000], aquí se hace una breve presentación intuitiva en geometría 2D (arrays 1D) sobre los aspectos de mayor relevancia para esta Tesis Doctoral.

La Figura 1.3 muestra la geometría general para un array 1D, con un foco  $F$  en las coordenadas polares ( $R_f$ ,  $\theta_f$ ) y origen en el centro del array. El haz ultrasónico es más intenso y estrecho en las proximidades de  $F$  y diverge de aquí en adelante.

Un transductor lineal clásico tiene  $N$  elementos ( $N=8$  en la Figura 1.3), distribuidos regularmente en el eje  $x$  a intervalos  $d$ , y la *apertura* total es  $D=N \cdot d$ . En la dirección  $y$ , las características del haz están fijadas por la longitud  $W$  de los elementos, en general  $W \gg d$ .

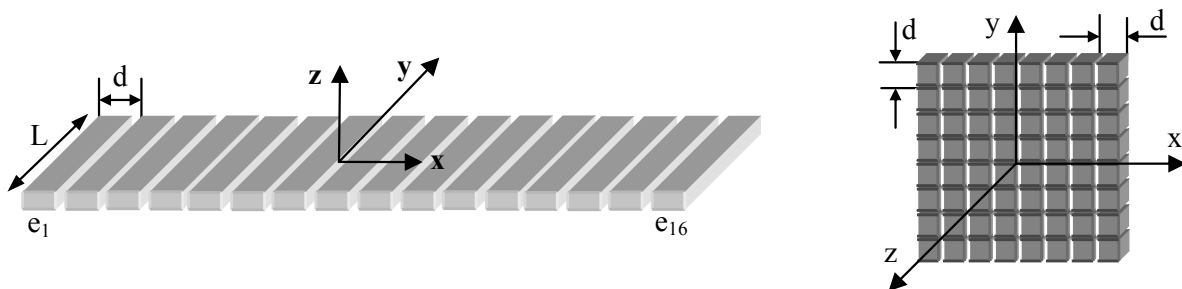


Figura 1.2 – Esquemas de arrays: Izquierda 1D (16 elementos); Derecha matriz 2D (64 elementos).

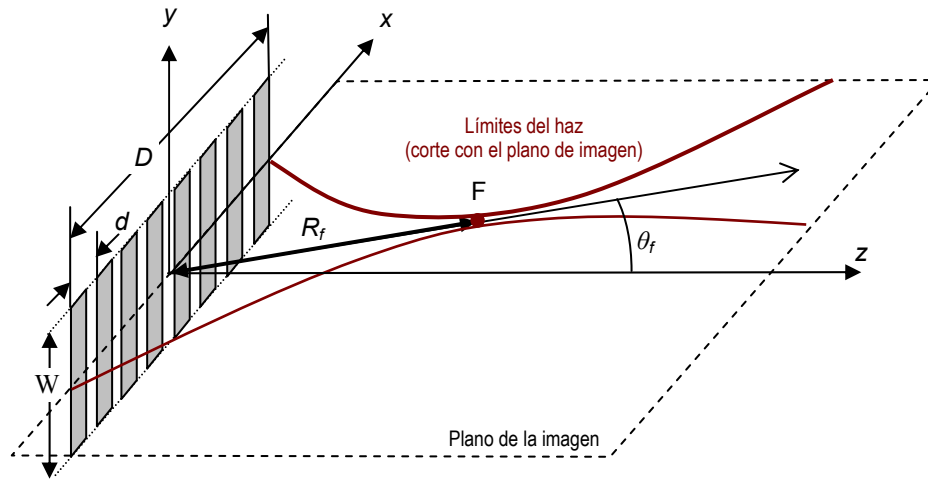


Figura 1.3 – Representación de un array lineal y definiciones geométricas.

La capacidad de focalización se extiende desde las proximidades del array hasta el límite de *campo lejano*, definido por [Kino, 1987]:

$$R_u = \frac{D^2}{4\lambda} \quad (1.1)$$

donde  $\lambda$  es la longitud de onda,  $\lambda = c/f_s$ , siendo  $c$  la velocidad de propagación del ultrasonido en el medio (supuesto homogéneo e isótropo) y  $f_s$  la frecuencia de la señal. Como el tamaño de los elementos en la dirección  $x$  es pequeño ( $d < \lambda$ ), pueden considerarse *omnidireccionales* en el plano  $xz$  a partir de  $d^2/4\lambda$  (muy cerca del array). En contraste, al ser  $W \gg \lambda$ , el haz se mantiene prácticamente colimado con esta anchura en la dirección  $y$  hasta una profundidad  $\approx W^2/4\lambda$ .

En general, las imágenes ultrasónicas se obtienen en el campo cercano del array, dado que es la región en la cual se puede focalizar el haz. Si bien existen diversas formas de obtener una imagen, todas se basan en el mismo principio: tanto las ondas emitidas como las señales recibidas por cada elemento del array se combinan, de forma controlada, para generar una imagen. Para los objetivos de este trabajo, se consideran dos modalidades de imagen ultrasónica con arrays: imagen *phased array* e imagen por *apertura sintética*. Si bien las dos se basan en los mismos principios físicos, difieren sustancialmente en la forma en que se construye la imagen. Estas diferencias se reflejan tanto en la calidad de las imágenes como en la realización de los sistemas, y por tanto, resulta conveniente analizarlas por separado.

### 1.2.1 Imagen phased array (PA)

En este caso se utilizan los  $N$  elementos del array para crear un *haz ultrasónico*<sup>1</sup> en emisión, dirigido en una dirección determinada  $\theta_f$  con un foco a profundidad  $R_f$ . En recepción, tras compensar las diferencias en los tiempos de llegada de los ecos procedentes de un punto (*foco*) a cada elemento, las  $N$  señales registradas se *componen* (suman), creando uno o múltiples focos a lo largo de la dirección  $\theta_f$ . La señal resultante de este proceso (*A-scan*) representa la *reflectividad* del medio en la dirección  $\theta_f$ , donde el tiempo  $t$  se relaciona con la profundidad  $r$  y la velocidad de propagación  $c$  mediante  $t=2r/c$ .

Cambiando  $\theta_f$  en disparos consecutivos, el haz barre un intervalo angular que permite generar una *imagen sectorial B-scan* de las reflectividades en cada una de las direcciones. La imagen se forma representando, en ángulo y profundidad, la amplitud de las trazas obtenidas mediante una escala de grises o color. Una variante, denominada *barrido lineal*, utiliza un subconjunto de elementos  $M < N$  del array (*apertura activa*) para obtener una única línea de la imagen, en una dirección determinada  $\theta_f$ . Modificando la posición de la apertura activa se genera un barrido de líneas paralelas que forman la imagen.

#### 1.2.1.1 Deflexión y focalización del haz en emisión

El principio de deflexión del haz ultrasónico se muestra gráficamente en la Figura 1.4 (izq). La señal de excitación se retrasa para cada elemento un intervalo de tiempo, en este caso linealmente creciente. Las ondas generadas por cada elemento, que pueden considerarse omnidireccionales en el plano de la imagen, se combinan en el medio dando lugar a un frente de ondas que se propaga en una dirección determinada, diferente del eje principal normal al transductor.

---

<sup>1</sup> Físicamente no existe “haz” en onda pulsada, sino un conjunto de pulsos viajando por el espacio a la velocidad  $c$ . Generalmente se entiende por haz la “estela” que deja en su recorrido, representada por la máxima intensidad en cada punto para  $t=[-\infty, +\infty)$

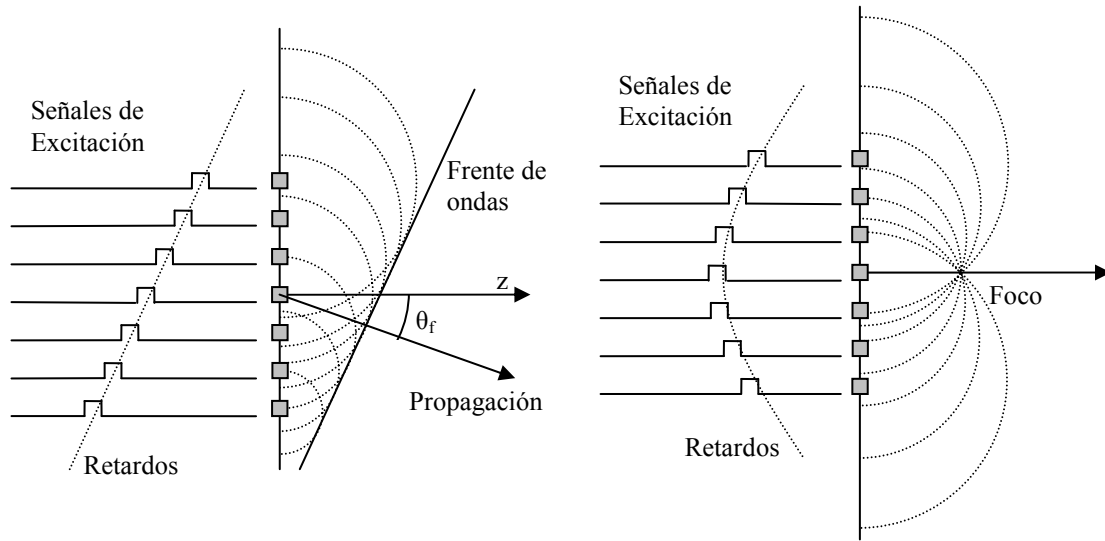


Figura 1.4 – Representación intuitiva de la creación de un frente de ondas en una dirección determinada con la simple aplicación de retardos a las excitaciones de los elementos (principio de Huygens). Izquierda: deflexión hacia el ángulo  $\theta_f$ ; Derecha: focalización en el eje del array.

De la misma forma, el haz ultrasónico puede ser enfocado en cualquier punto del campo cercano. La Figura 1.4 (dcha) muestra este proceso para generar un foco sobre el eje del array. El método consiste en retrasar el disparo de cada elemento, para que los frentes de ondas individuales coincidan en el tiempo sobre el foco. En dicho punto se generará una interferencia constructiva aumentando en un factor  $N$  la intensidad del campo acústico producido por cada elemento. En otros puntos, la intensidad resultante será inferior al no darse esta circunstancia.

El conjunto de retardos aplicados al excitar los diferentes elementos del array se denomina *ley focal en emisión* y, en general combina la deflexión y la focalización del haz. La Figura 1.5 muestra la geometría para el cálculo de los retardos, para un array lineal y un foco  $F$  situado en la coordenada polar  $(R_f, \theta_f)$ , donde  $\vec{r}_i$  y  $\vec{r}_f$  son los vectores hasta el foco, desde el elemento  $i$  y desde el origen de coordenadas  $O(0,0)$ , respectivamente.

El tiempo transcurrido desde la emisión por el elemento  $X_i$  en la coordenada cartesiana  $(x_i, 0)$  hasta que el frente de ondas alcanza el foco en la posición  $(R_f, \theta_f)$  es:

$$t_i^E = \frac{|\vec{r}_i|}{c} = \frac{1}{c} \sqrt{R_f^2 + x_i^2 - 2R_f x_i \sin \theta_f} \quad (1.2)$$

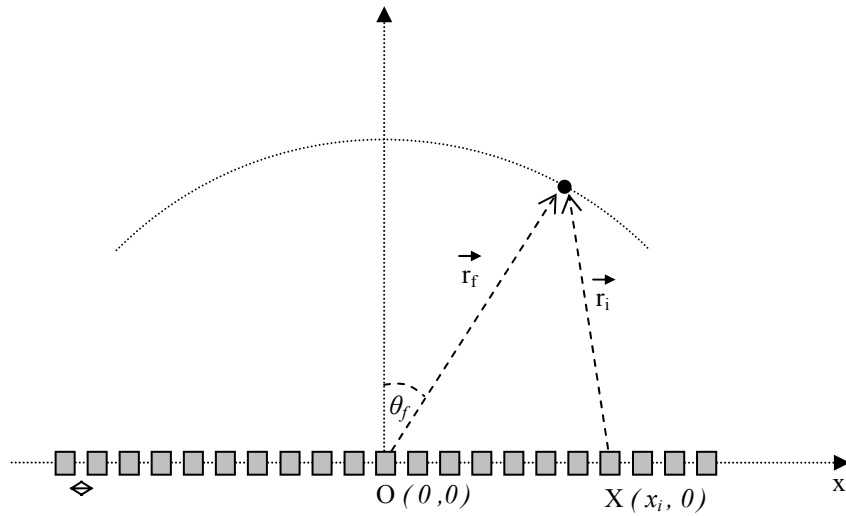


Figura 1.5 – Geometría para el cálculo de las leyes focales

El retardo en emisión  $\tau_i^E$  se elige de forma que  $\tau_i^E + t_i^E = cte$  (retardo + tiempo de vuelo = constante), de modo que todos los frentes de onda individuales lleguen al foco simultáneamente. Tomando como origen de tiempos la emisión desde el punto  $O(0,0)$  se obtiene:

$$\tau_i^E = \frac{|\vec{r}_f| - |\vec{r}_i|}{c} = \frac{1}{c} \left( R_f - \sqrt{R_f^2 + x_i^2 - 2R_f x_i \sin \theta_f} \right) \quad (1.3)$$

En la práctica, a los retardos calculados según (1.3) se suma una constante  $\tau_0 = \min(\tau_i)$ , desplazando el origen de tiempos, de manera que todos sean positivos.

A modo de ejemplo, la Figura 1.6 muestra una simulación del campo acústico generado por un array de 32 elementos separados  $\lambda/2$  y frecuencia central 5 MHz. El medio es acero ( $c \approx 5.900 \text{ m/s}$ ), y los retardos se calcularon para deflectar a  $\theta_f = 0^\circ$  y focalizar a  $R_f = 37 \text{ mm}$ . La escala de colores representa la intensidad de campo, en decibelios y normalizada al máximo valor en la imagen (color rojo). Los ejes representan el ángulo  $\theta$  (eje x) y la profundidad  $R$  (eje y) de los puntos de cálculo del campo acústico, y el array se ubica en la parte superior de la imagen.

En la simulación se aprecia cómo el haz es más intenso en la dirección  $\theta = \theta_f$ , y alcanza su máximo valor a la profundidad del foco  $R = R_f$ . Sin embargo, la intensidad de campo no es cero en otras direcciones, sino que presenta un patrón de máximos y mínimos, debido a las interferencias parcialmente constructivas entre las señales emitidas por cada elemento. Este

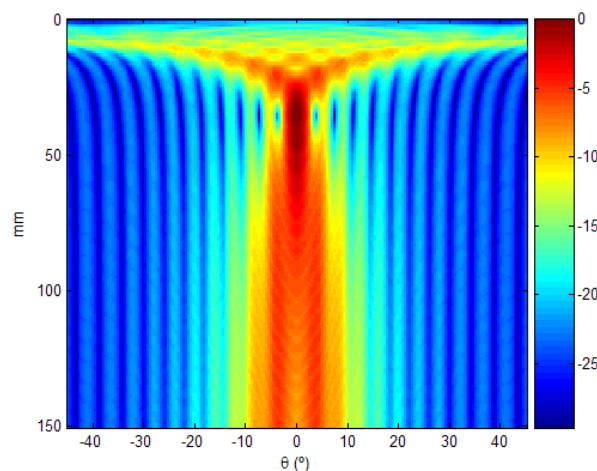


Figura 1.6 – Simulación de campo acústico, en onda continua, para un array de 5 MHz y 32 elementos separados  $\lambda/2$ , con  $\theta_f = 0^\circ$  y  $R_f = 37\text{mm}$ . El medio es acero ( $c \approx 5.900\text{ m/s}$ ) y la escala de colores está en dB.

fenómeno limita el rango dinámico y la resolución de la imagen, ya que en la dirección  $\theta_f$  se representarán señales que provienen de reflectores ubicados en otras direcciones, aunque con menor amplitud que las generadas por reflectores en la dirección del haz. En §1.2.3 se obtienen expresiones para las características del haz en función de los parámetros del array, y se analiza su impacto en la calidad de las imágenes.

Dado que sólo puede generarse un foco en emisión en cada disparo, su posición se elige convenientemente dentro de los límites de la imagen que se pretende generar. En imágenes médicas, es usual realizar varios disparos en cada dirección cambiando la profundidad del foco en emisión, y combinando los A-Scan resultantes. De esta forma se mejoran la resolución y el rango dinámico, a costa de aumentar el tiempo de generación de la imagen. La codificación de las señales emitidas se ha propuesto como una forma solventar este problema, ya que permite propagar múltiples haces de forma simultánea, que pueden separarse en recepción mediante la convolución con los códigos emitidos [Jeong, 2001].

### 1.2.1.2 Conformación del haz en recepción

Una vez excitados los elementos del array, las ondas se propagan, se reflejan y vuelven al transductor, generando señales desalineadas en los diferentes elementos por las diferencias en

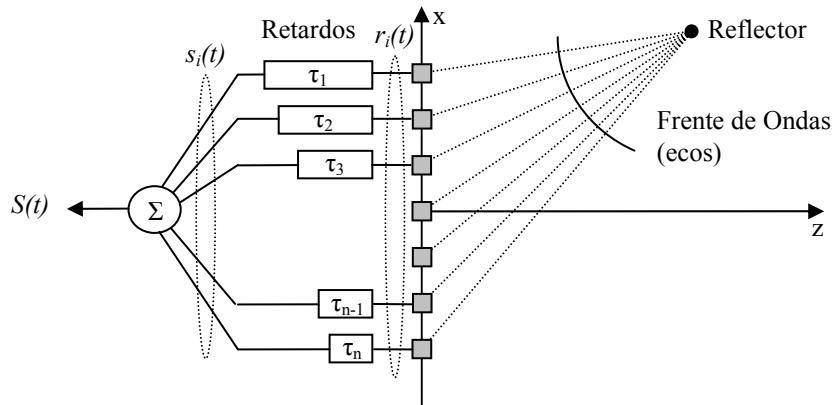


Figura 1.7 – Representación esquemática del proceso de conformación del haz en recepción.

los tiempos de propagación desde el reflector a cada elemento. La función del *conformador de haz* es alinear correctamente las señales y sumarlas, de forma que se refuerce la señal que procede del foco respecto al ruido o a las señales producidas en otros puntos del medio (ver Figura 1.7).

El procedimiento es como sigue: a la señal  $r_i(t)$  recibida por el elemento  $i$ , se le aplica un retardo  $\tau_i$ , que compensa las diferencias en los tiempos de vuelo desde el foco  $F$  hasta cada elemento  $i$ . A las señales  $s_i(t)$  obtenidas de esta forma se les denomina *datos de apertura* :

$$s_i(t) = r_i(t - \tau_i) \quad (1.4)$$

que, una vez sumados, proporcionan la *salida del conformador*:

$$S(t) = \sum_{i=1}^N s_i(t) = \sum_{i=1}^N r_i(t - \tau_i) \quad (1.5)$$

A los conformadores basados en este principio se les denomina *de retardo y suma*, ya que son las principales operaciones involucradas en el proceso de conformación.

El cálculo de los retardos en recepción es similar al de la ley focal en emisión. Para la geometría de la Figura 1.5 y, suponiendo que el haz se emitió desde el centro del array, el tiempo de ida al foco y de vuelta al elemento  $i$  es:

$$t_i^R = \frac{|\vec{r}_f| + |\vec{r}_i|}{c} = \frac{1}{c} \left( R_f + \sqrt{R_f^2 + x_i^2 - 2R_f x_i \sin \theta_f} \right) \quad (1.6)$$



El retardo en recepción  $\tau_i$  se elige que manera que  $\tau_i + t_i^R = cte$ . Tomando como referencia el tiempo de ida y vuelta desde el centro del array hasta el foco, se obtiene:

$$\tau_i = \frac{2|\vec{r}_f|}{c} - t_i^R = \frac{1}{c} \left( R_f - \sqrt{R_f^2 + x_i^2 - 2R_f x_i \sin \theta_f} \right) \quad (1.7)$$

Cuando los retados en recepción se calculan según (1.7) y se aplican según (1.5), la señal  $S(t)$  representa la reflectividad del medio en la dirección  $\theta_f$ , con mayor sensibilidad a los reflectores ubicados a la profundidad del foco  $R_f$ . El conjunto de retardos  $\tau_i$  se denomina *ley focal en recepción*.

Si bien los retardos en emisión y en recepción se calculan mediante la misma expresión (comparar (1.3) con (1.7)), existen diferencias importantes entre ambos procesos. En emisión, sólo puede crearse un foco en cada disparo: una vez producida la excitación de todos los elementos, el foco no puede ser modificado puesto que la onda ya se está propagando. En cambio, en recepción, se abre la posibilidad de modificar *dinámicamente* los retardos de forma que el foco vaya siguiendo al frente de ondas durante su propagación.

Tanto si se aplica una ley focal en emisión para deflectar el haz en la dirección  $\theta_f$ , como si la emisión es omnidireccional desde el centro del array, la posición del frente de ondas sobre la dirección de propagación es,

$$R_w = c.t \quad (1.8)$$

Para que la posición del foco coincida con la del frente de ondas para todo tiempo  $t$ , basta con elegir  $R_f = R_w = c.t$  y sustituir en (1.7), con lo cual:

$$\tau_i(t) = t - \sqrt{t^2 - \frac{2x_i \sin \theta_f}{c} t + \frac{x_i^2}{c^2}} \quad (1.9)$$

Esto es, la ley focal en recepción varía de forma continua con el tiempo, y depende tanto de la posición  $x_i$  del elemento como del ángulo de deflexión  $\theta_f$ . Por tanto, la variación de los retardos en cada elemento debería realizarse, idealmente, de forma continua para que el foco siguiera exactamente a la onda en su propagación. Dado que no existe tecnología para esta realización, los conformadores digitales de haz se basan en el muestreo de las señales analógicas y en la aplicación de retardos discretos, lo cual impacta negativamente en la calidad de las imágenes (ver §1.2.6). Los sistemas de imagen digital más avanzados focalizan

dinámicamente todas las muestras adquiridas, lo que proporciona imágenes con mejor resolución lateral, contraste y relación señal a ruido que los sistemas que utilizan un único foco en recepción (denominados de *foco fijo*).

En la modalidad de imagen *phased array*, tanto la ley focal en emisión como la ley focal en recepción tienen el mismo ángulo de deflexión  $\theta_f$ . De esta forma, con la emisión se “iluminan” con mayor intensidad los reflectores en la dirección  $\theta_f$  y en recepción se favorece la composición de los ecos que provienen de la misma dirección, lo cual refuerza la directividad del haz.

### 1.2.2 Imagen de apertura sintética (SAFT)

En esta modalidad de imagen, se utiliza un subconjunto de  $n_E \leq N$  elementos para emitir un frente de ondas omnidireccional en cada disparo, y se utilizan  $n_R \leq N$  elementos como receptores. Después de cada disparo, se forma una *imagen parcial* extrayendo, de cada señal recibida, el valor que corresponde a cada punto de la imagen. Para ello se consideran los tiempos de vuelo desde cada emisor  $i$  (virtual si  $n_E > 1$ ) a cada punto de la imagen y de éste a cada receptor  $j$ , con  $1 \leq j \leq n_R$ . El proceso se repite  $n_P$  veces, cambiando en cada disparo el conjunto de emisores y/o receptores. La imagen final es el *promedio* de las  $n_P$  imágenes parciales, lo que resulta en una mayor resolución, rango dinámico y relación señal a ruido.

En la emisión radica la primera diferencia sustancial entre las modalidades de *phased array* y de *apertura sintética*. En *phased array* se crea un haz en una determinada dirección  $\theta_f$  y se barre la región de interés cambiando dicho ángulo en sucesivos disparos. Después de cada disparo se obtiene una línea de la imagen final. En la modalidad de *apertura sintética*, en cada disparo se insonifica toda la región de interés mediante un frente de ondas omnidireccional, y se obtiene una imagen cada vez (imagen parcial). Como regla general, cuantos más disparos con elementos distintos se realicen, y por tanto más imágenes parciales e independientes se combinen, mejor será la calidad de la imagen resultante.

La segunda diferencia importante entre ambas modalidades, es en cuanto a la capacidad de focalización. En *phased array*, aunque la focalización sea dinámica en recepción, sólo puede crearse un foco en emisión en cada disparo y, por tanto, la máxima resolución se obtiene a la profundidad del foco en emisión. Las imágenes de *apertura sintética* pueden estar enfocadas

tanto en emisión como en recepción, esto es, cada píxel de la imagen se obtiene de un conjunto de muestras para las que se compensa el tiempo de ida y vuelta al foco. Por tanto, se pueden obtener imágenes perfectamente enfocadas a todas las profundidades.

Variando los parámetros  $n_P$ ,  $n_E$  y  $n_R$  se obtienen diversas formas de imagen por apertura sintética. En este trabajo se les denomina SAFT  $n_P(n_E, n_R)$ , de las siglas inglesas *Synthetic Aperture Focusing Technique*<sup>2</sup>. En particular, en este trabajo únicamente se utilizan:

- SAFT  $1(1, N)$  = un único disparo, con un emisor y  $N$  receptores.
- SAFT  $N(1, N)$  =  $N$  disparos; un emisor y  $N$  receptores por cada disparo.

La imagen SAFT  $N(1, N)$  se considera la *referencia de calidad*, pues es el resultado de sumar  $N$  imágenes independientes, cada una de ellas obtenida con el disparo de un elemento distinto. Proporciona un juego completo de datos (*complete data set*) compuesto por  $N^2$  señales que contiene toda la información necesaria para formar la mejor imagen posible con un determinado array. Además, a partir de este juego completo de datos se pueden generar imágenes emulando la técnica *phased array*.

### 1.2.2.1 Formación de una imagen SAFT

Cada imagen parcial en SAFT se obtiene a partir de un subconjunto de elementos en emisión y el mismo u otro subconjunto en recepción, cuyas señales se registran para realizar una posterior composición. Cuando se utilizan varios elementos en emisión, se calculan las leyes focales para emitir de manera omnidireccional, como si hubiera emitido un único *elemento virtual*, pero con mayor nivel de energía [Karaman, 1995].

La Figura 1.8 muestra la geometría para el cálculo de las leyes focales, para un array lineal con  $N$  elementos y un foco  $F$  ubicado en la coordenada cartesiana  $(x_f, z_f)$ . La emisión se

---

<sup>2</sup> Hay mucha confusión en la literatura respecto a la denominación de cada tipo de apertura sintética. En algún caso, “SAFT” se aplica particularmente al SAFT  $N(1, 1)$ . Al explicitar aquí el número de disparos y de elementos en las aperturas emisora y receptora, se evitan ambigüedades.

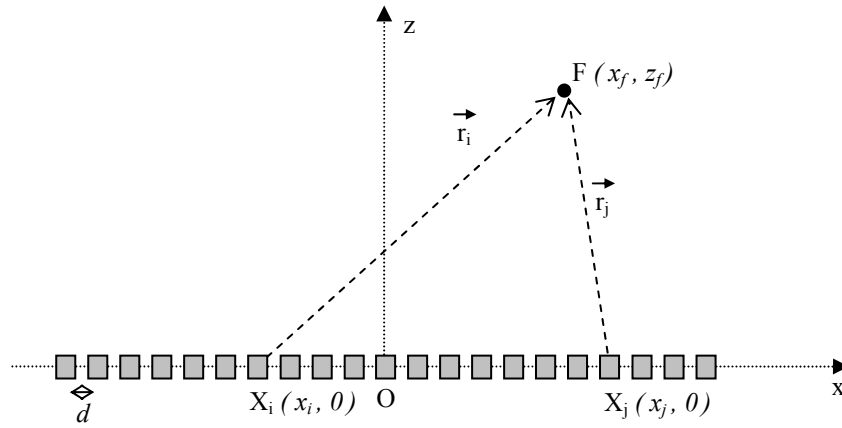


Figura 1.8 – Geometría para el cálculo de las leyes focales cuando emite un elemento cualquiera del array.

considera omnidireccional desde el elemento  $X_i$  en  $(x_i, 0)$ , y se analiza el caso de recibir con el elemento  $X_j$  en  $(x_j, 0)$ . Los vectores  $\vec{r}_i$  y  $\vec{r}_j$  van desde cada elemento al foco.

El tiempo de vuelo desde el elemento  $X_i$  hasta el foco y de vuelta al elemento  $X_j$  viene dado por:

$$t_{ij}(x_f, z_f) = \frac{1}{c} \left( \sqrt{(x_i - x_f)^2 + z_f^2} + \sqrt{(x_j - x_f)^2 + z_f^2} \right) \quad (1.10)$$

Si el elemento emisor está ubicado en el centro del array, (1.10) y (1.6) son equivalentes. Dado que en *phased array* se considera que la emisión se realiza desde el centro del array, la notación en coordenadas polares resulta más adecuada. En SAFT, la imagen se puede obtener sobre una rejilla de focos en posiciones arbitrarias y, por tanto, resulta más conveniente una notación en coordenadas rectangulares, más general y mejor adaptada a la disposición de los píxeles en pantallas digitales.

A partir de las señales recibidas  $r_{ij}(t)$  después de cada disparo, los datos de apertura para focalizar en  $(x_f, z_f)$  se obtienen según:

$$s_{ij}(x_f, z_f) = r_{ij}(t_{ij}(x_f, z_f)) \quad (1.11)$$

y la imagen parcial cuando emite el elemento  $X_i$  es,

$$S_i(x_f, z_f) = \sum_{j=1}^{n_R} s_{ij}(x_f, z_f) \quad (1.12)$$

esto es, la suma de las señales recibidas por los  $n_R$  elementos utilizados en recepción después de compensar los tiempos de vuelo al foco. Una vez realizados los  $n_P$  disparos, el valor final de la imagen en el punto  $(x_f, z_f)$  es:

$$S(x_f, z_f) = \sum_{i=1}^{n_P} S_i(x_f, z_f) = \sum_{i=1}^{n_P} \sum_{j=1}^{n_R} r_{ij}(t_{ij}(x_f, z_f)) \quad (1.13)$$

Cabe destacar que la variable  $t$  no aparece explícitamente en las ecuaciones (1.12) y (1.13). A diferencia de la técnica *phased array* (ecuación (1.5)) donde el tiempo está directamente relacionado con la posición del frente de ondas en la dirección de propagación  $\theta_f$ , en SAFT no existe un origen de tiempos común para todas las emisiones, ni una dirección de propagación preferente. En consecuencia, cada punto de la imagen se forma a partir de los  $n_P * n_R$  valores instantáneos de las señales recibidas  $r_{ij}$ , sobre una rejilla de focos en las posiciones arbitrarias  $(x_f, z_f)$ . Si para cada foco y cada pareja de elementos  $ij$  se calculan y aplican los tiempos  $t_{ij}$  en (1.11), la imagen que se obtiene estará correctamente focalizada en todos sus puntos, lo que se denomina *focalización dinámica en emisión y recepción*.

Si los focos en *SAFT* se ubican en una rejilla polar con origen en el centro del array, la imagen resultante se puede comparar directamente con la obtenida mediante la técnica *phased array*. Si en esta última se aplica focalización dinámica en recepción, ambas imágenes coincidirán a la profundidad del foco en emisión de la imagen *phased array*. Para otras profundidades, la imagen SAFT-N(1,N) tendrá mejor resolución, gracias a la focalización dinámica en emisión y recepción.

En general, las imágenes ultrasónicas representan, con valores positivos, la envolvente de la señal conformada. La rectificación en doble onda y el posterior filtrado, o la aplicación de la transformada de Hilbert son los métodos más utilizados para extraer la envolvente de cada línea del barrido en los sistemas *phased array*. En SAFT, la aplicación de estas técnicas está condicionada a la rejilla de puntos sobre la cual se genera la imagen. Una alternativa cuando los focos se ubican en posiciones arbitrarias, es trabajar con la representación analítica de los datos de apertura. Calculando la señal en cuadratura para cada señal recibida y operando con números complejos, la envolvente en cada punto de la imagen se obtiene como el módulo de (1.13).

### 1.2.2.2 Modalidades de imagen SAFT

En la literatura se han expuesto múltiples formas de imagen por apertura sintética variando los conjuntos de elementos emisores y receptores y, por consiguiente, el número de disparos. Las características de la imagen varían con estos parámetros. En la práctica, reduciendo el número de elementos que intervienen en emisión y recepción en cada disparo, pueden reducirse notablemente las tasas de procesamiento y transferencia de datos con ciertas pérdidas de calidad en las imágenes.

El concepto de *apertura efectiva* determina las características del haz resultante con distintas combinaciones de emisores y receptores [Gehlbach, 1981], [Nikolov, 2005]. Para un determinado conjunto de emisores y receptores, la apertura efectiva es la convolución de ambas aperturas. La apertura efectiva final es la suma de las aperturas parciales que resultan de cada disparo [Lockwood, 1995]. El objetivo es conseguir aperturas efectivas con las características de una *apertura densa*, esto es, la de un array de  $N$  elementos distanciados  $\lambda/2$ , pero con ciertas ventajas: menos disparos [Karaman, 1998], [Lockwood, 1998], menores lóbulos laterales [Lockwood, 1996], electrónica más sencilla [Karaman, 1995], etc.

Entre las variantes de la técnica SAFT, la más sencilla usa un único elemento en emisión y recepción, realizando con esta configuración  $N$  disparos, cambiando en cada uno de ellos el elemento activo [Corl, 1978], denominándose SAFT  $N(1, 1)$ . Requiere un mínimo hardware, un sólo canal emisor/receptor que se multiplexa sobre los  $N$  elementos del array, y puede operar en tiempo real realizando  $N$  disparos por imagen [Kino, 1980], [Peterson, 1984], [Ghorayeb, 1994].

La apertura efectiva del SAFT  $N(1, 1)$  equivale a una apertura de  $N$  elementos distanciados  $d=\lambda$ , por lo que se producen lóbulos de rejilla (ver §1.2.4); sin embargo, la resolución lateral duplica a la de un array denso de  $N$  elementos a  $d=\lambda/2$ . Al presentar lóbulos de rejilla, sólo es práctico para pequeños ángulos de deflexión o para crear un array virtual con un transductor mono-elemento que barre la región a visualizar. Una alternativa es el SAFT  $N(1, 2)$ , que elimina este inconveniente y también es realizable en tiempo real con un bajo coste de hardware [Martín, 2008].

La mejor resolución y relación señal-ruido se obtiene con el SAFT  $N(1, N)$ , que usa un único elemento en emisión y los  $N$  elementos del array en recepción, cambiando el elemento

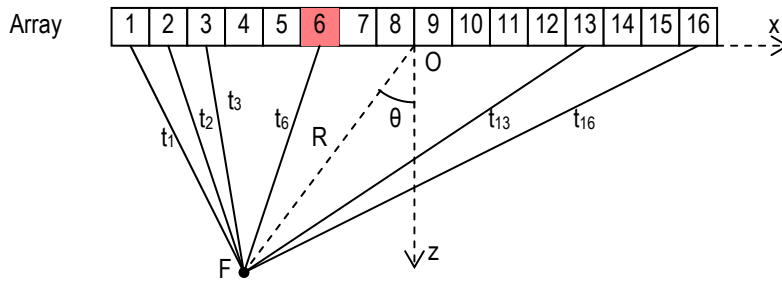


Figura 1.9 – Esquema de los tiempos de vuelo en una imagen SAFT cuando emite elemento 6 y reciben todos.

emisor en cada disparo. Aquí también se hacen  $N$  disparos, pero se adquieren  $N^2$  señales [Jensen, 2006]. La Figura 1.9 muestra la geometría de SAFT  $N(1,N)$  con  $N=16$ , cuando emite el elemento número 6 (que podría ser virtual formado, por ejemplo, por el conjunto de elementos 4 a 8). La apertura efectiva del SAFT  $N(1,N)$ , equivale a una apertura densa de tamaño  $N$  con focalización dinámica en emisión y recepción. Habitualmente, se considera que es la imagen ideal o referencia de calidad para comparar con otras técnicas. Sin embargo, su obtención en tiempo real es difícil, dado el gran volumen de datos a manejar [Jensen, 2005].

Para ilustrar la dificultad de obtener una imagen de referencia SAFT  $N(1,N)$  en tiempo real, considérese una formada por  $512 \times 512$  píxeles ( $2^{18}$  puntos) y  $N=128$ . Tras cada disparo, han de evaluarse (1.11) y (1.12) para todos los puntos de la imagen (unas  $32 \cdot 10^6$  veces por disparo). Para alcanzar tasas de 30 imágenes/s, las ecuaciones citadas habrían de evaluarse en menos de 1 ns, esto es, un acceso a memoria y una suma cada 8 ps. En una máquina secuencial sería necesario operar a 125 GHz, muy por encima de las capacidades de la tecnología actual. Obviamente la respuesta está en dotar al sistema de un elevado grado de paralelismo, como el que proporcionan las actuales unidades de procesamiento gráfico GPUs [Lindholm, 2008], [Romero, 2009], [Park, 2010]. Sin embargo, hasta el momento no es posible obtener imágenes SAFT  $N(1:N)$  en tiempo real para valores elevados de  $N$ .

Además de la velocidad de cálculo requerida, la tasa de transferencia de datos debe ser también elevada si no se opera de forma distribuida. Suponiendo que las señales se digitalizan con 16 bits, y que la profundidad de cada traza del ejemplo anterior es de 8 KMuestras, en cada disparo hay que transferir 2 MB. Para toda la imagen, hay que transferir 256 MB y, a la cadencia de representación especificada (30 imágenes/s), la tasa total de transferencia debe

superar los 64 Gb/s. Este valor está en el límite de la velocidad de transferencia que se puede obtener actualmente con protocolos de comunicaciones estándar.

Como se ha comentado, en este trabajo se utilizarán las técnicas SAFT  $1(1,N)$  y SAFT  $N(1,N)$ , ambas realizadas por software una vez adquirido el juego completo de datos. La primera permite obtener las características de una imagen con focalización en un sólo sentido (recepción) al considerar un elemento emisor omnidireccional, mientras que la segunda se utiliza como imagen de referencia al ser la mejor que se puede obtener con un determinado array.

### 1.2.3 El patrón lateral en onda continua.

El principio de Huygens establece que la intensidad de la onda en cualquier punto del espacio es la suma de las contribuciones individuales de las ondas emitidas por los puntos de un radiador. La aplicación de este principio permite calcular numéricamente la intensidad de campo en cada punto del espacio con cualquier forma de radiador y cualquier excitación.

Para un *radiador plano* sometido a una *excitación armónica*  $E=E_0e^{j\omega t+\varphi}$  (onda continua o monocromática), descrito por los puntos  $\vec{r}$  que cubren un área  $S$  integrada en un baffle rígido, la presión acústica en un punto P ubicado en  $\vec{R}$  en un *medio isótropo y homogéneo*, viene dada por la primera integral de Rayleigh [Goodman, 1968][Blauert, 2008]:

$$U(R) = \frac{1}{2\pi} \int_S \frac{e^{-jk_0|\vec{R}-\vec{r}|}}{|\vec{R}-\vec{r}|} v(r) ds \quad (1.14)$$

donde  $k_0=2\pi/\lambda$  y  $v(r)$  es la *componente normal* de velocidad del elemento  $ds$  que representa la excitación. Si el radiador vibra como un *pistón* en dirección normal (todos sus puntos al unísono), puede descomponerse la superficie  $S$  en celdas pequeñas de área  $s_i$ , con lo que la integral (1.14) se transforma en una suma extendida a todas las celdas con una excitación común  $E$ :

$$U(P) = \frac{E}{2\pi} \sum_i \frac{e^{-jk_0r_i}}{r_i} s_i \quad (1.15)$$



donde  $r_i$  es la distancia desde la celda  $i$  a P. Utilizando esta ecuación puede calcularse el campo ultrasónico creado por un transductor en una región arbitraria del espacio para una excitación monocromática. En un array, cada elemento tiene su propia excitación  $E$  compleja (amplitud y fase). Esta simplificación proporciona un método de cálculo de campo muy rápido para onda continua que considera la geometría del array y de los elementos y que, además, facilita el paso de interfases entre medios homogéneos con velocidades diferentes [Ibáñez, 2006] [Ibáñez, 2010].

El patrón lateral del array muestra la intensidad del campo ultrasónico en función de la coordenada angular  $\theta$  para una profundidad  $R$  determinada. Si se considera que los elementos del array son puntuales (omnidireccionales), la aplicación de (1.15) permite obtener formulaciones cerradas para el patrón lateral denominado, en este caso, *factor de array*  $FA(\theta)$ . Esta descripción es útil para determinar ciertas características del haz ultrasónico, como su anchura, que establece la resolución lateral, y la presencia de lóbulos laterales y otros artefactos que limitan el rango dinámico y la calidad de la imagen.

Para  $R > R_u$  (campo lejano), el *factor de array*  $FA(\theta)$ , está dado por [Steinberg, 1976]:

$$FA(\theta) = \left| \frac{\sin \left[ \frac{\pi D}{\lambda} (\sin \theta_f - \sin \theta) \right]}{\sin \left[ \frac{\pi d}{\lambda} (\sin \theta_f - \sin \theta) \right]} \right| \quad (1.16)$$

donde  $\theta_f$  es la dirección de deflexión del haz.

La Figura 1.10a muestra  $FA(\theta)$  normalizado para  $N=64$ ,  $d=\lambda/2$  y un ángulo  $\theta_f = 20^\circ$ . Se observa un *lóbulo principal* de amplitud unidad (0 dB) en  $\theta_f$  y unos *lóbulos laterales* de menor amplitud en otras direcciones. El lóbulo principal resulta de la interferencia constructiva de  $N$  señales, mientras que los lóbulos laterales aparecen como consecuencia de interferencias parcialmente destructivas entre las señales emitidas por cada elemento del array.

Físicamente, los lóbulos laterales son causados por la extensión finita de la apertura [Kino, 1987]. Se observa que el nivel de los lóbulos laterales lejos de la dirección focal tiende a  $1/N$ :  $20 \log_{10}(1/64) \approx -36$  dB, valor que establece el *fondo de ruido* del array y que, por tanto, limita el *rango dinámico* de la imagen.

Cuando la distancia entre elementos es  $d > \lambda/2$ , aparecen *lóbulos de rejilla* de la misma amplitud que el principal en onda continua, y en posiciones aparentemente inesperadas. La

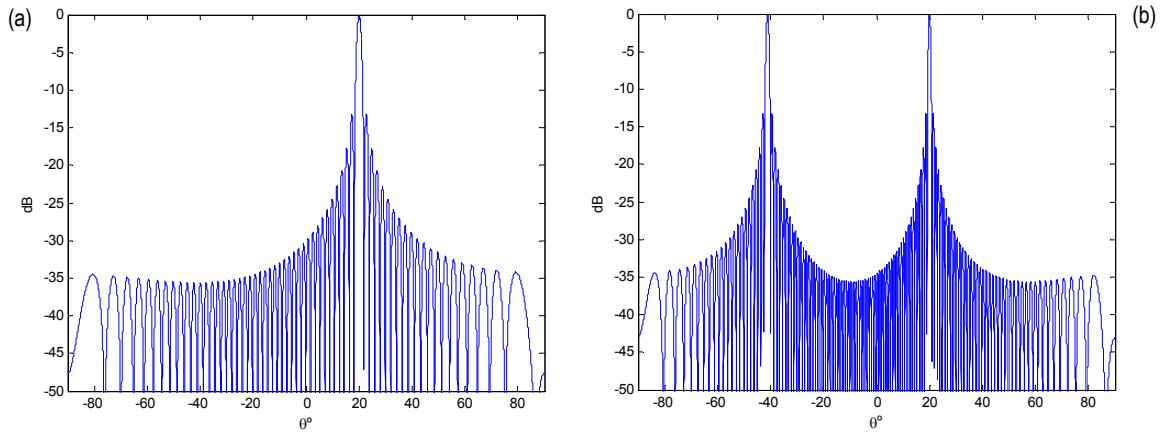


Figura 1.10 – Factor del array (en dB) para un ángulo de deflexión  $\theta_f = 20^\circ$ ,  $N=64$ . a)  $d = \lambda/2$ ; b)  $d = \lambda$

Figura 1.10b muestra este efecto donde, además del lóbulo principal en  $\theta_f = 20^\circ$ , aparece un lóbulo de rejilla en  $\theta \approx -40^\circ$  de la misma amplitud que el principal, imposibilitando reconocer la procedencia de los ecos ya que se generan dos haces en distintas direcciones. La causa física de los lóbulos de rejilla es un sub-muestreo de la apertura, produciendo un efecto de *aliasing* en coordenadas espaciales.

La anchura del lóbulo principal en la Figura 1.10b es menor que la de la Figura 1.10a. La razón reside en que la apertura  $D$  es el doble en este caso ( $D=N\cdot\lambda$ ) que en el anterior ( $D=N\cdot\lambda/2$ ). La *resolución angular* de un array se define como la capacidad de distinguir entre dos reflectores próximos entre sí ubicados a la misma distancia del centro del array, y está determinada por la anchura del lóbulo principal (inversamente proporcional al tamaño de la apertura). El *criterio de Rayleigh* mide la anchura del lóbulo principal por la distancia angular entre el máximo del patrón lateral en  $\theta_f$  y el primer cero en  $\theta_{z1}$ . Igualando a cero (1.16) se obtiene:

$$\sin \theta_{zn} = \sin \theta_f \pm \frac{\lambda}{D} n \quad n = 1, 2, \dots \quad (1.17)$$

y para el primer cero

$$|\sin \theta_{z1} - \sin \theta_f| = \frac{\lambda}{D} \quad (1.18)$$

Con  $\theta_{z1} = \theta_f \pm \Delta\alpha$ , siendo  $\Delta\alpha$  la anchura del lóbulo principal según el criterio de *Rayleigh*,

$$\left| \sin \theta_f - (\sin \theta_f \cos \Delta\alpha \mp \sin \Delta\alpha \cos \theta_f) \right| = \frac{\lambda}{D} \quad (1.19)$$

y, como  $\Delta\alpha$  es pequeño,  $\cos \Delta\alpha \approx 1$ , quedando

$$\Delta\alpha \approx \sin \Delta\alpha = \frac{\lambda}{D \cos \theta_f} \quad (1.20)$$

Mayores aperturas  $D$  reducen la anchura del lóbulo principal y, por consiguiente, mejoran la resolución angular. En coordenadas rectangulares, la resolución lateral viene dada por  $\Delta x = R_f \Delta\alpha$ . Como  $D = N \cdot d$ , se puede mejorar la resolución angular (y lateral) aumentando  $N$  o  $d$ , pero manteniendo  $d \leq \lambda/2$  para evitar la aparición de lóbulos de rejilla. Con  $d = \lambda/2$ , el haz más estrecho que puede obtenerse abarca un semi-ángulo:

$$\Delta\alpha_{\min} = \frac{2}{N} \quad \text{con } d = \frac{\lambda}{2}, \quad \theta_f = 0 \quad (1.21)$$

Además del criterio de *Rayleigh* existen otras formas de definir la anchura del lóbulo principal, basadas en medir la distancia angular para la cual la intensidad de campo se reduce a un determinado valor. En particular, en este trabajo se utiliza el criterio *FWHM* (Full Width at Half Maximum), que define el ancho del lóbulo principal como el intervalo angular entre los puntos de caída en  $-6$  dB en torno a la posición angular del foco  $\theta_f$ .

Por otra parte, la *profundidad de foco*  $L$ , definida como el rango en la dirección axial en el que la amplitud del campo cae menos de 3 dB respecto a su máximo valor, viene dada por [Kino, 1987]:

$$L = 7.1 \lambda \left( \frac{R_f}{D} \right)^2 \quad (1.22)$$

dependiendo del cuadrado de la distancia  $R_f$  a la que se sitúa el foco.

Si bien la expresión (1.16) es válida en campo lejano, es también una buena aproximación del patrón lateral a la profundidad del foco. Esto permite utilizar el factor de array para predecir las características de las imágenes generadas en el campo cercano del array, siempre que la focalización sea dinámica o que se restrinja el análisis a la región en torno al foco.

El mismo principio de superposición de ondas que da origen al factor de array en emisión se puede aplicar al proceso de retardo y suma durante la conformación del haz en recepción,

tanto en *phased array* como en *SAFT*. En consecuencia, la expresión (1.16) también es válida para cuantificar la sensibilidad del array en función de la posición angular  $\theta$  del reflector, lo que se denomina *factor de array en recepción*.

Debe hacerse la observación de que el factor de array descrito y los valores que de él se derivan (*fondo de ruido*,  $\Delta\alpha$  y  $L$ ) consideran un único sentido de propagación, esto es, el campo generado en emisión o la sensibilidad del array en recepción. Cuando se considera el efecto combinado (pulso-eco), el factor de array resultante es el producto de los de emisión y recepción. Si en ambos casos se mantienen los mismos parámetros ( $N$  y  $\theta_f$ ) y la misma geometría del array, el factor de array resultante es el cuadrado de uno de ellos. En este caso el fondo de ruido cae a  $1/N^2$  y la profundidad de foco  $L$ , a la mitad. Al elevar al cuadrado el factor de array éste decae más rápidamente con  $\theta$ , lo cual estrecha el lóbulo principal y mejora la resolución angular según el criterio *FWHM*. Dado que la posición de los ceros del *FA* no se modifica al elevar al cuadrado, la anchura del lóbulo principal según el criterio de Rayleigh es la misma al considerar uno o los dos sentidos de propagación.

#### 1.2.4 El patrón lateral en onda pulsada.

La hipótesis de onda monocromática es útil para obtener expresiones cerradas de los resultados esperados en función de los parámetros del transductor y, generalmente, representa un “peor caso” que permite establecer los límites de aplicación en otras situaciones más favorables. Sin embargo, para la generación de imagen ultrasónica en pulso-eco, es habitual trabajar con señales de corta duración (*onda pulsada*), ya que permiten distinguir entre reflectores ubicados en la dirección de propagación del haz. Dado que no existen expresiones cerradas para determinar el patrón lateral en onda pulsada, en campo próximo y con elementos de tamaño finito, es preciso acudir a programas de simulación por cálculo numérico.

Se han desarrollado múltiples algoritmos y existen algunas herramientas comerciales (por ejemplo, CIVA, desarrollado por la Commision d’Energie Atomique francesa [Calmon, 2006]), y otras de libre distribución (por ejemplo, [Field II], [Jensen, 1992], [Jensen, 2000]). CIVA calcula el campo ultrasónico utilizando tubos (*pencils*) alrededor de trayectorias entre

partículas vibrantes en el transductor y puntos de destino [Deschamps, 1972]. Por su parte, Field II utiliza el método de la respuesta al impulso propuesto en [Stepanishen, 1971]. También existen alternativas basadas en el principio de superposición de Huygens para obtener una representación de la intensidad de campo en medios homogéneos [Azar, 1999].

Para este trabajo se desarrollaron herramientas de simulación en Matlab (The MathWorks, Inc., Massachussets, EEUU), tanto para obtener la intensidad de campo en emisión y el patrón en recepción, como para simular la imagen de un conjunto de reflectores. En todos los casos se consideró que los elementos del array son emisores puntuales de señales con duración finita (onda pulsada), que el medio de propagación es homogéneo y que los reflectores son también puntuales. Se aplicó el principio de superposición, tanto para calcular el campo acústico en la posición de los reflectores como para generar los ecos recibidos por los elementos del array.

La duración de un pulso ultrasónico está relacionada con su ancho de banda. A efectos de simulación, se utiliza un pulso de envolvente gaussiana:

$$g(t) = A(t)\cos(\omega_s t + \varphi) = e^{-t^2/2b^2} \cos(\omega_s t + \varphi) \quad (1.23)$$

donde el parámetro  $b$  determina el ancho de banda y  $\omega_s$  es la frecuencia angular de la portadora. En su forma analítica, que también será utilizada en este trabajo,

$$g_C(t) = A(t)e^{j\omega_s t + \varphi} \quad (1.24)$$

El espectro  $G(\omega)$  de  $g(t)$  es:

$$G(\omega) = e^{\frac{-(\omega - \omega_s)^2 b^2}{2}} \quad (1.25)$$

El ancho de banda relativo a la frecuencia de la portadora es  $bw = 2|\omega_C - \omega_s|/\omega_s$ , siendo  $\omega_C$  la frecuencia de corte con un determinado umbral. El parámetro  $b$  para una caída de 6 dB en función de  $bw$  se obtiene igualando  $|G(\omega_C)| = 1/2$ :

$$b = \frac{\sqrt{8 \ln(2)}}{\omega_s \cdot bw} \approx \frac{2.355}{\omega_s \cdot bw} \quad (1.26)$$

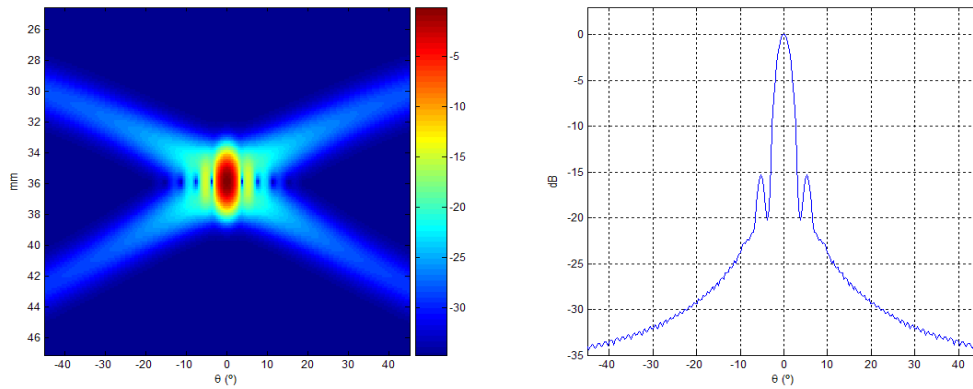


Figura 1.11 – (Izq) PSF de un reflector situado en el centro del campo cercano de un array de 32 elementos, separados  $\lambda/2$  en acero, 5MHz y ancho de banda del 40%. (Dcha) LSF.

Esta ecuación, sustituida en (1.23) o (1.24), permite obtener señales sintéticas de cualquier frecuencia central  $f_S = 2\pi\omega_S$  y cualquier ancho de banda relativo  $bw$ . Típicamente, los transductores tienen  $30\% \leq bw \leq 100\%$  para el rango habitual  $1 \leq f_S \leq 20$  MHz.

Una forma usual de evaluar las características de un conformador de haz es mediante la imagen que generaría un reflector puntual ideal en un medio homogéneo, que se denomina *PSF* (del inglés *Point Spread Function*). Puede considerarse la *respuesta al impulso* del sistema de imagen acústica, ya que representa la salida del sistema cuando el reflector es una *Delta de Dirac*. Generalmente se representa como una imagen rectangular, donde el eje horizontal es el ángulo de deflexión  $\theta$ , el eje vertical es la distancia al centro del array  $R$ , y la intensidad se representa con una escala de color logarítmica.

Por otra parte, la *LSF* (*Lateral Spread Function*) se define como el máximo de la *PSF* para cada valor de  $\theta$ , y es útil para evaluar las características del haz en función del ángulo de deflexión. Es el equivalente al *patrón lateral en onda continua*, con la diferencia de que este último se calcula a una única profundidad  $R$ , mientras que la *LSF* reúne información de todas las profundidades, representando siempre el valor máximo. En este trabajo se manejan de forma indistinta los términos *LSF* y *patrón lateral*, entendiéndose que en onda pulsada el *patrón lateral* se calcula como el máximo de la imagen a todas las profundidades.

La Figura 1.11 (Izq.) muestra la imagen de la *PSF*, con un rango dinámico de 35 dB, para un reflector puntual situado en  $(R_f, \theta_f) = (30\lambda, 0^\circ)$ , producida con un array de  $N = 32$  elementos,  $d=\lambda/2$ , frecuencia central  $f_S = 5$  MHz y ancho de banda relativo  $bw= 40\%$ , en un medio con velocidad de propagación  $c=6\cdot 10^3$  m/s ( $\lambda=c/f_S=1.2$  mm). La emisión se supone omnidireccional desde el centro del array y se aplicó focalización dinámica en recepción. La

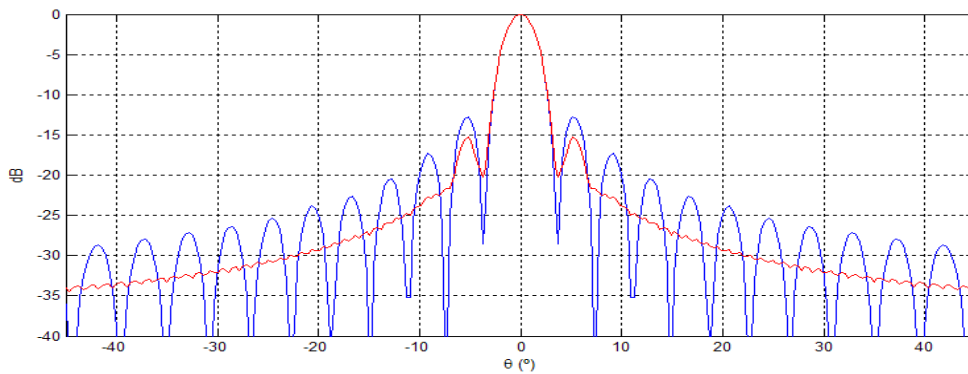


Figura 1.12 – Comparación del patrón lateral del haz en onda continua (azul) y la *LSF* en onda pulsada (rojo).

Figura 1.11 (Dcha.) muestra la *LSF* correspondiente, obtenida como el máximo de los valores absolutos de la *PSF* para cada ángulo  $\theta$ .

Se observa que la *PSF*, si bien es la imagen de un reflector puntual ideal, tiene unas dimensiones no nulas y aparecen ciertos artefactos. En dirección axial, la máxima amplitud se produce durante una longitud de unos 3 mm, que se corresponde con la duración del pulso ultrasónico y la velocidad de propagación. En dirección angular, el lóbulo principal abarca un ángulo de  $7^\circ$  entre ceros, acorde con lo previsto por (1.20). A esta profundidad, la resolución lateral es  $\Delta x = R_f \Delta \alpha = 2.2$  mm. Los artefactos en forma de “mariposa” corresponden a indicaciones de los lóbulos laterales.

La Figura 1.12 compara el patrón lateral en onda continua (azul) con la *LSF* en onda pulsada (rojo) para el mismo caso que en la figura anterior. En onda pulsada, los lóbulos laterales apenas presentan oscilaciones y son de amplitud inferior a los de onda continua, pero el lóbulo principal coincide en ambos casos. La menor amplitud de los lóbulos laterales en onda pulsada se debe a que las interferencias constructivas en esta región se dan entre señales de envolvente gaussiana, y por tanto, con menor amplitud en su mayoría que las señales monocromáticas. En cambio, dentro del lóbulo principal, todas las señales contribuyen a su formación con la máxima amplitud, resultando equivalente al caso de onda continua.

### 1.2.5 Muestreo de la imagen

Para una correcta generación de la imagen, debe verificarse el criterio de Nyquist, tanto en la dirección axial como en la lateral, ya se trate de un barrido angular o lineal.

En la dirección axial, el límite está determinado por la frecuencia y el ancho de banda de las señales ultrasónicas, que establecen una frecuencia de muestreo no inferior al doble de la máxima frecuencia presente en la señal. En general, para formar la imagen se utiliza la envolvente de la señal conformada que, para transductores con un ancho de banda menor al 100%, puede considerarse que no tiene componentes importantes de frecuencia por encima de  $0.5f_s$ . Por tanto, la frecuencia mínima para el muestreo de la imagen en la dirección axial es igual a  $f_s$ . Cabe aclarar que si la envolvente se obtiene a partir de la señal en radiofrecuencia a la salida del conformador, esta última debe estar muestreada al menos a  $3f_s$ , ya que tiene componentes de frecuencia hasta  $1.5f_s$ . En general, los conformadores *phased array* operan de esta forma, obteniendo la envolvente a partir de la señal en radiofrecuencia mediante la rectificación en doble onda y el posterior filtrado, o aplicando la transformada de Hilbert. Las imágenes *SAFT* en envolvente se pueden generar directamente con una frecuencia de muestreo igual a  $f_s$  en la dirección axial, siempre que se opere con la representación analítica de los datos de apertura (evaluando (1.13) en números complejos).

La frecuencia de muestreo en la dirección lateral está relacionada con la anchura del lóbulo principal. Para cumplir con el criterio de *Nyquist*, es necesario que la frecuencia de muestreo angular sea al menos el doble de la máxima frecuencia angular del patrón lateral o, lo que es lo mismo, que al menos existan dos haces cuyos lóbulos principales se solapen para cada línea de la imagen. Esto último se cumplirá siempre que el intervalo angular entre líneas sea menor o igual que la mitad del intervalo definido por el primer cruce por cero del patrón lateral (ecuación (1.18)) [Von Ramm, 1983]. La máxima frecuencia angular se da para  $\theta_f = 0$  (haz más estrecho) y, por tanto, el intervalo de muestreo  $\theta_s$  debe ser, según (1.20):

$$\theta_s \leq \frac{\lambda}{2D} \quad (1.27)$$

Dado que la anchura del lóbulo principal aumenta con el ángulo de deflexión, la densidad de líneas podría ser menor a mayores ángulos de deflexión y, por tanto, la distribución de líneas a intervalos constantes según (1.27) no es óptima. Una solución habitual es situar las líneas a incrementos constantes del *seno* de la diferencia de los ángulos de deflexión, en vez de hacerlo a incrementos constantes del ángulo. Despejando en (1.18), el ángulo  $\theta_i$  correspondiente a la línea  $i$  se obtiene a partir del ángulo  $\theta_{i-1}$  de la línea anterior según:



$$\sin \theta_i \leq \sin \theta_{i-1} + \frac{\lambda}{2D} \quad (1.28)$$

El intervalo angular de muestro es

$$\Delta \sin \theta_s \leq \frac{\lambda}{2D} \quad (1.29)$$

y la cantidad de líneas necesarias para cubrir un sector entre  $\theta_a$  y  $\theta_b$  ( $\theta_a < \theta_b$ ):

$$NL = \frac{\sin \theta_a - \sin \theta_b}{\Delta \sin \theta_s} = \frac{2D}{\lambda} (\sin \theta_b - \sin \theta_a) \quad (1.30)$$

A modo de ejemplo, para una imagen angular entre  $-45^\circ$  y  $45^\circ$  generada con un array de 128 elementos separados  $\lambda/2$ , sustituyendo en (1.30) resulta  $NL = 181$ , mientras que si se distribuyen uniformemente según (1.27) serían necesarias 201 líneas.

En *phased array* la cantidad de disparos es igual a la cantidad de líneas de la imagen, mientras que en SAFT, la cantidad de disparos es menor o igual a la cantidad de elementos del array. Por tanto, siempre que  $NL < N$ , el tiempo de adquisición de la imagen en *SAFT* es menor que en *phased array*. Esta es una ventaja importante de las técnicas *SAFT* cuando se trabaja con arrays 2D, ya que el número de haces para realizar un correcto muestreo espacial del volumen a inspeccionar puede resultar extremadamente elevado [Lockwood, 1998].

### 1.2.6 Resolución de los retardos de focalización

Para cada foco, los tiempos de vuelo elemento-foco (1.6) y (1.10) que determinan los *retardos de focalización* tanto en *phased array* (1.3) como en SAFT (1.11), son valores continuos. En la práctica estos parámetros se discretizan con una resolución finita y, de hecho, las señales recibidas  $r_i(t)$  están muestreadas con un periodo  $T_m$ . Se han dedicado numerosos estudios a determinar qué resolución temporal se requiere, pues de ella dependen la calidad de la imagen y los recursos necesarios para su implementación.

Los primeros análisis sobre este tema se realizaron para onda continua, evaluando las irregularidades producidas por la discretización de los retardos en el patrón lateral del array

[Beaver, 1977]. Posteriormente, se analizó la gravedad de dichas irregularidades (*lóbulos de cuantización temporal*) para onda pulsada [Magnin, 1981], observando que se reducen al aumentar el ancho de banda de las señales y dependen del ángulo de deflexión [Holm, 1994].

Para el caso más desfavorable (onda monocromática) se ha derivado una expresión que estima la relación entre la amplitud eficaz de los lóbulos de cuantización temporal y la del lóbulo principal [Peterson, 1984]:

$$\eta \approx \frac{\pi}{\mu\sqrt{6N}} \quad (1.31)$$

donde  $\mu$  es la relación entre el periodo de la señal y la resolución de la base de tiempos. Para que el efecto de los lóbulos de cuantización temporal sea, al menos, inferior en 6 dB al ruido de fondo del array, debe ser  $\eta \leq 1/(2N)$ , con lo que:

$$\mu \geq 2\pi\sqrt{\frac{N}{6}} \quad (1.32)$$

A primera vista este resultado puede resultar algo desconcertante. Así, para  $N=128$  se obtiene  $\mu \geq 29$ , que significa que la base de tiempos debe ser, al menos, de frecuencia 29 veces superior a la de la señal. Pero el teorema de *Shannon* requiere una frecuencia de muestreo típica no superior a 3 ó 4 veces la frecuencia central de la señal *para conservar toda la información*.

Este aspecto ha condicionado la tecnología de los conformadores de haz (*beamformers*) durante los últimos 25 años. La Figura 1.13 muestra el efecto de la discretización de los retardos sobre la *PSF* y la *LSF*, en condiciones análogas a las del ejemplo en §1.2.4 (Figura 1.11), pero situando el reflector puntual en  $\theta_f = 13^\circ$  para visualizar mejor los lóbulos de cuantización temporal.

Se observa que la *PSF* con tiempos “ideales” en a) (calculados en doble precisión, 64 bits), tiene únicamente las indicaciones de los lóbulos laterales. En b) la relación  $\mu=4$  corresponde a la frecuencia de muestreo típica de Nyquist, donde es evidente el efecto de los lóbulos de cuantización temporal. En la *LSF* se observa que el rango dinámico de la imagen original (mayor a 35 dB) ha caído hasta los 25 dB. Esto supone que los reflectores de menor amplitud quedarían enmascarados en la imagen.

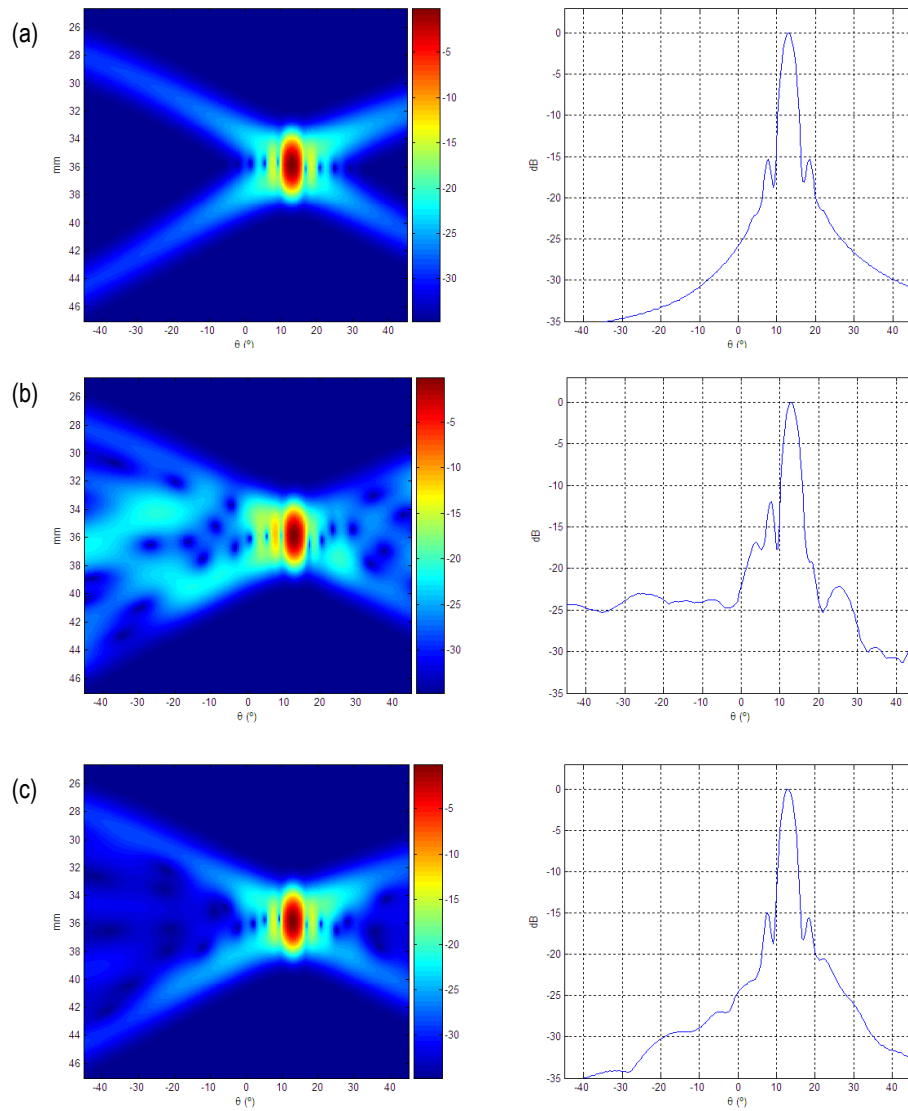


Figura 1.13 – PSF (izq) y LSF (dcha) para distintos valores del parámetro  $\mu$ : (a)  $\mu = \infty$  (b)  $\mu = 4$  (c)  $\mu = 16$ .

Al aumentar la resolución de los retardos, se reducen los lóbulos de cuantización temporal como se muestra en c) para  $\mu = 16$ . Aun cuando sus indicaciones no se eliminan por completo, la *PSF* y la *LSF* se aproximan bastante a las ideales. Por consiguiente, la obtención de imágenes sin artefactos debidos a lóbulos de cuantización, demanda que la resolución temporal sea, al menos, del orden de  $1/16$  a  $1/32$  el periodo de la señal como predice (1.32).

La importancia de este hecho para el diagnóstico clínico se evidencia en la Figura 1.14, que muestra imágenes de un *phantom* quístico para  $\mu = 4$  y  $\mu = 32$ , respectivamente (array de 3.5 MHz, 128 elementos,  $d = \lambda/2$ ) [Parrilla, 2004]. La mejor resolución de los retardos en el último caso permite apreciar mejor las regiones anecoicas, con un mayor contraste respecto al

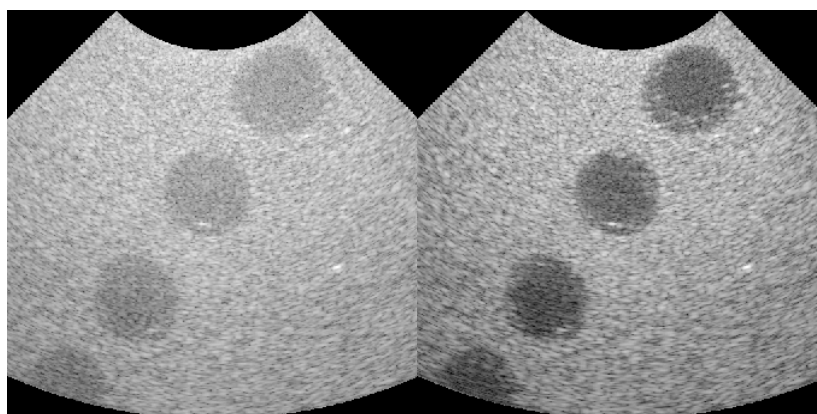


Figura 1.14 – Imágenes (60 dB) de un phantom cuántico adquiridas con: Izda  $\mu=4$ ; Dcha  $\mu=32$  [Parrilla, 2004]

fondo. En el ámbito médico, el contraste de las imágenes puede ser incluso más decisivo que la resolución [Johnson, 1997]. En cambio, en el sector industrial, generalmente se da prioridad a la resolución para detectar y resolver defectos próximos entre sí.

### 1.3 Conformadores de haz digitales.

Como se ha mencionado, la obtención de imágenes SAFT de alta resolución se realiza por software, actualmente en máquinas con alto grado de paralelismo y, probablemente en el futuro, mediante hardware especializado cuando las disponibilidades tecnológicas lo permitan.

Por otra parte, la realización de un *conformador de haz (beamformer)* en modo *phased array* con focalización dinámica en recepción operando en tiempo real, constituyó un auténtico reto tecnológico. Mientras que en emisión sólo se crea un foco en una dirección de deflexión determinada, en recepción la ley focal debe modificarse dinámicamente para señales analógicas, sin distorsión y manteniendo una elevada resolución temporal. En emisión basta retardar unas señales binarias (excitaciones de los elementos), mientras que en recepción la tarea es mucho más compleja.

Los primeros conformadores utilizaron líneas de retardo analógicas conmutadas desde un computador PDP-11 para realizar una cierta focalización dinámica (algunos focos por línea) [Von Ramm, 1976]. Esta configuración se utilizó durante algún tiempo, con algunas mejoras

en el diseño [Ilda, 1986], a pesar de ser voluminosa, consumidora de energía y con una resolución temporal muy limitada.

Casi simultáneamente, la disponibilidad de dispositivos de transporte de carga analógica (CCD), permitió plantear técnicas muestreadas en las que los retardos se obtenían variando la frecuencia de reloj de FIFOs analógicos [McKeigen, 1977]. Aunque esta tecnología permitía aumentar la cantidad de focos en profundidad, producía artefactos de conmutación y distorsionaba las señales analógicas.

Una alternativa que proporcionó mayor flexibilidad fue descomponer los retardos de focalización en una parte gruesa, seleccionada con líneas de retardo, y una parte fina obtenida mediante una rotación de fase:  $\varphi(\tau) = [2\pi f_s \tau \bmod 2\pi]$ . Esta rotación se realizaba mediante la heterodinación de la señal recibida con una portadora generada digitalmente con fase controlada [Maslask, 1979], [Manes, 1983]. La técnica fue adoptada, durante algún tiempo, por los ecógrafos fabricados por Hewlett-Packard [Gatzke, 1983]. Sin embargo, este método sólo resulta eficaz con señales de banda relativamente estrecha.

A pesar de los inconvenientes, estos primeros instrumentos extendieron el uso de la ecografía en el ámbito clínico. La oportunidad para un mayor desarrollo se abrió con la disponibilidad de conversores A/D de suficiente velocidad, resolución y relativamente bajos consumo y coste. Los retardos podían realizarse de forma más flexible y con mejor resolución en el dominio digital [Da Sylva, 1986], [Steinberg, 1992]. Así, a partir de la década de los 90 los conformadores de haz *phased array* se realizan casi exclusivamente en el dominio digital, con alguna excepción para arrays experimentales de alta frecuencia (>30 MHz, [Stitt, 2002]).

En términos generales, para un array con  $N$  elementos activos, hay  $N$  excitaciones y  $N$  señales recibidas, que se procesan individualmente y que, en el sistema electrónico, corresponden a  $N$  canales. Tras este pre-procesamiento individualizado, las señales se componen mediante una operación de *suma coherente* (suma en radiofrecuencia o con señales analíticas).

Los arrays operan, típicamente, con frecuencias centrales de 1 a 10 MHz, anchos de banda relativos del 30 al 100% y medios con velocidades de propagación entre 1000 y 12000 m/s. En tejidos biológicos blandos, la velocidad de propagación varía entre 1430 m/s (grasa) y 1580 m/s (músculo). Sin embargo, recientemente, se han propuesto aplicaciones de *phased array* en aire para END, donde la frecuencia central está entre 20 KHz y 2 MHz y la velocidad de propagación es mucho más baja (340 m/s) [Neild, 2004], [Ealo, 2009].

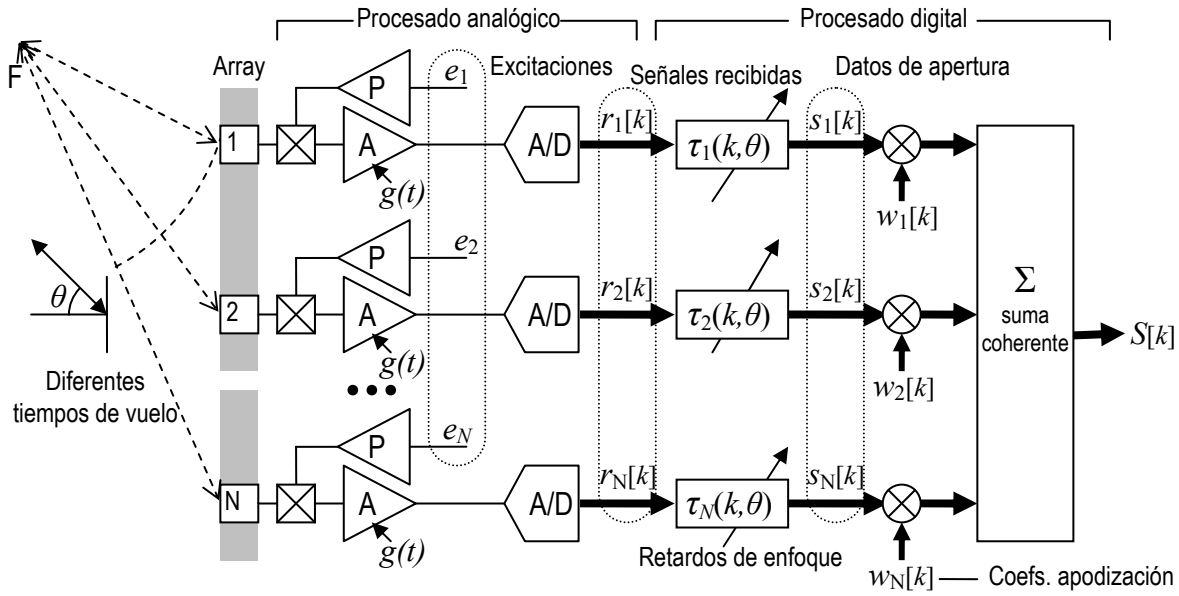


Figura 1.15 – Conformador digital. A=Amplificador, P= Pulser, X=duplexor, A/D=Convertor analógico-digital,  $\tau_j(k, \theta)$  = retardo canal receptor  $j$  para la muestra  $k$  en el haz con ángulo de deflexión  $\theta$ .

No resulta razonable cubrir con un único sistema este rango de aplicaciones. Por ejemplo, en las de alta frecuencia, los retardos máximos son del orden de 60  $\mu$ s y la resolución temporal requerida es del orden de 3 ns, mientras que en los de aire estos valores pueden ser muy superiores.

Sin embargo, la arquitectura del sistema es la misma (Figura 1.15). Posee una parte de procesamiento analógico y otra digital. La primera es, asimismo, común para las modalidades de imagen *phased array* y *SAFT*. Proporciona el conjunto de  $N$  señales recibidas, amplificadas y digitalizadas  $r_j[k]$ ,  $1 \leq j \leq N$  y  $k$  = índice de muestra.

Las señales  $r_j[k]$ , se procesan digitalmente para producir una secuencia  $S[k]$  de muestras enfocadas a lo largo de una dirección determinada  $\theta$ , esto es, una línea de la modalidad *phased array*. Esta operación se puede realizar por hardware en tiempo real estricto, esto es, a la misma frecuencia de muestreo de los conversores A/D.

Alternativamente, las señales  $r_j[k]$  obtenidas para una determinada configuración de elementos emisores (elemento virtual  $i$ ), se almacenan para construir una imagen parcial con la modalidad *SAFT*. Como se ha mencionado, existen algunas realizaciones en tiempo real cuando la cantidad de elementos es recepción es reducida ( $n_R = 1$  o  $2$ ) [Peterson, 1984] [Martín, 2008]. Para valores elevados de  $n_P$ ,  $n_E$  y  $n_R$  la capacidad de procesamiento y

memoria que requieren los métodos SAFT no permite su realización en tiempo real con la tecnología actual.

### 1.3.1 Pre-procesamiento analógico.

Los componentes principales del procesamiento analógico son:

- *Señales digitales de disparo*  $\{e_1, e_2, \dots, e_N\}$ , con los retardos necesarios para emitir un haz orientado en la dirección  $\theta_f$  (*phased array*) o para generar un elemento virtual (*SAFT*). Los disparos son señales binarias de anchura variable para adaptarla al transductor (típicamente de  $\frac{1}{4}$  a  $\frac{1}{2}$  del periodo fundamental), aunque en ocasiones se utilizan disparos en ráfagas o con codificación de pulsos para aumentar la penetración sin pérdidas de resolución axial [Chiao, 2005], [Camacho, 2007c].
- Un *pulser* (P) o excitador de pulsos por cada canal, que eleva la tensión de las señales de disparo hasta  $\sim 100$  V con flancos abruptos ( $\sim 5$  ns) [Montero, 1987], [Brown, 2002], [Athanasopoulos, 2004], [Chu, 2007]. Modificando la amplitud o la anchura de los pulsos puede realizarse una *apodización* en emisión para mejorar las características del haz generado [Cincotti, 2000].
- Un *duplexor* (X) por cada canal, que deja pasar los pulsos de alta tensión hacia el transductor al tiempo que los bloquea o limita su nivel a la entrada del amplificador. Una vez finalizada la excitación, debe permitir el paso de las señales de eco (0.01 a 100 mV, típico) con la menor atenuación y distorsión posible. Debe conmutar rápidamente, idealmente sin requerir alimentaciones ni señales de control para evitar la inducción de ruido en la etapa más sensible del sistema. En [Camacho, 2010] se patentan diversos circuitos con estas características. Sus prestaciones se comparan con las de otros métodos usados con anterioridad en [Camacho, 2008].
- Un *amplificador* (A) por cada canal, encargado de elevar el nivel de las señales recibidas, adaptándolo al rango dinámico del conversor A/D (factores de amplificación de -20 a +80 dB). Una función  $g(t)$  varía dinámicamente el factor de amplificación para compensar los efectos de la atenuación (control ganancia-tiempo) [Szabo, 2004].

- Un *conversor* A/D (analógico a digital) por cada canal, que digitaliza las señales amplificadas (radiofrecuencia o RF) al menos a la frecuencia de Nyquist (típicamente 3 a 4 veces la frecuencia central del transductor). Además, su resolución debe ser alta para reducir los lóbulos de cuantización de amplitud (del orden de  $1/2^b \sqrt{3N}$ ,  $b$ =número de bits), habiéndose considerado que 8 bits son suficientes [Peterson, 1984], [Thomenius, 1996]. Sin embargo, para aumentar el rango dinámico de las señales adquiridas, en la actualidad es común usar, al menos,  $b=12$  bits.

### 1.3.2 Conformador phased array

Una vez amplificadas y digitalizadas las señales recibidas  $r_j[k]$ , se realiza la conformación del haz. El conformador se integra, normalmente, en uno o varios dispositivos ASIC o FPGA para cierto número de canales. Para cada canal, el proceso consiste en:

- Aplicar un retardo dinámicamente variable (focalización dinámica), que mantiene la posición del foco sobre la del pulso ultrasónico durante su propagación, de forma que todas las muestras queden focalizadas. Es en esta parte donde se han hecho más esfuerzos para simplificar su realización minimizando las pérdidas de calidad en la imagen. Tras aplicar a las muestras recibidas  $r_j[k]$  los retardos de focalización  $\tau_j[k]$  se obtienen los *datos de apertura*  $s_j[k]$ .
- La multiplicación de los datos de apertura  $s_j[k]$  por un coeficiente programable  $w_j[k]$  con un valor entre 0 y 1, que permite realizar la *apodización* en recepción. Esta operación consiste en multiplicar, para cada muestra  $k$ , las  $N$  señales  $s_j[k]$  por una ventana (Hamming, Hanning, etc.)  $w_j[k]$ , con lo que se reducen los lóbulos laterales a expensas de aumentar la anchura de lóbulo principal [Szabo, 2004], [Oppenheim, 1989].

La variación de este coeficiente con el índice  $k$  permite realizar técnicas de *apertura dinámica* en las que se modifica el número de elementos que contribuyen a la imagen en función de la profundidad [Manes, 1988] o el peso que tienen en la conformación del haz



[Tomov, 2004], [Bhattacharyya, 2006]. Con esta técnica se puede mantener constante la resolución lateral, además de reducir los lóbulos laterales.

Finalmente, la salida del conformador es:

$$S[k] = \sum_{j=1}^N w_j[k] s_j[k] \quad (1.33)$$

ecuación análoga a la (1.5) pero en tiempo discreto, y en la que se incluyen los pesos  $w_j[k]$  de la apodización.

Es importante destacar que un sistema de imagen ultrasónica para cierto número de canales (a partir de 32), incluso en la modalidad *phased array*, ha de desarrollarse de forma distribuida, modular y escalable por razones de espacio físico y capacidad de integración de los dispositivos VLSI. Además, debe contar con un elevado grado de paralelismo y una tasa de procesamiento elevada. Exige una temporización estricta y precisa *en todo el sistema*, pues errores de algunos nanosegundos en los retardos de focalización pueden provocar pérdidas importantes de resolución y rango dinámico (ver §1.2.6).

La arquitectura que da soporte a un sistema de imagen ultrasónica debe verificar estos criterios. Nuestro grupo ha desarrollado AMPLIA, una Arquitectura Modular para el Procesamiento y Despliegue de Imagen Acústica [Fritsch, 2000], [Camacho, 2007d], con la que se han realizado diversos sistemas y aplicaciones de imagen ultrasónica *phased array* y *SAFT*.

### 1.3.3 Técnicas de focalización en recepción con *phased array*.

La operación más crítica es la realización de los retardos con alta resolución sin que ello suponga una excesiva complejidad electrónica. Una forma, aparentemente simple, consistiría en digitalizar las señales con una frecuencia de muestreo suficientemente alta como para proporcionar la resolución temporal requerida.

A pesar de su sencillez conceptual, este método debe ser descartado. En primer lugar, porque requiere conversores A/D multi-bit con una velocidad de muestreo exageradamente

alta, con el consiguiente coste y consumo energético. Además, la mayoría de las muestras adquiridas no se utilizarían: por ejemplo, si la resolución de los retardos requiere una frecuencia de reloj 8 veces superior a la de Nyquist, 7 de cada 8 muestras serían completamente ignoradas en el proceso de conformación si la salida se produce estrictamente a la cadencia de muestreo de Nyquist.

Alternativamente, se han ideado multitud de métodos que permiten adquirir las señales a la frecuencia de Nyquist (frecuencia de muestreo de 3 a 4 veces la fundamental de la señal, en RF), pero manteniendo la elevada resolución de los retardos [Mucci, 1984]. En un esfuerzo de síntesis, estos métodos pueden dividirse en tres grandes grupos:

- *Técnicas de interpolación*: Esta alternativa utiliza filtros de interpolación para obtener las muestras con la suficiente resolución temporal [Pridham, 1979], pudiendo realizarse en varias etapas para reducir la velocidad de procesamiento requerida [Kim, 1995]. Por su parte [Miller, 1998] propone intercalar ceros en la secuencia de muestras de entrada en cada canal, realizar la conformación del haz con estas señales y diezmar la salida para obtener una secuencia a la frecuencia de Nyquist. Esta técnica tiene la ventaja de no requerir un filtro de interpolación por canal: al considerar que la focalización dinámica es un operador lineal, propone un único filtro de interpolación-diezmo a la salida del conformador. Sin embargo, como la focalización dinámica no es una operación invariante en el tiempo, esta técnica produce ciertos errores de reconstrucción [Camacho, 2007b].

Se puede obtener una simplificación realizando una mera *interpolación lineal*, en base a que es más crítica la resolución temporal que la de amplitud [Karaman, 1993]. Asimismo se consigue la misma funcionalidad aplicando diferentes filtros paso bajo o paso banda a las secuencias de entrada sin necesidad de intercalar ceros. Se ha propuesto una estructura FIR de coeficientes variables de la forma  $\frac{1}{2}^m$ , con  $m$  entero, reduciendo las multiplicaciones a simples desplazamientos, aunque la operación está limitada a una fracción de la banda de frecuencias de Nyquist [Lipschutz, 1994].

La mayor disponibilidad de recursos integrados, llevaron a nuevas propuestas. En [Lee, 2005], [Hu, 2006] y [Camacho, 2007c] se proponen bancos de *filtros FIR de retardo fraccional* para la obtención de las muestras interpoladas. Cada filtro retrasa la señal de entrada una fracción del período de muestreo [Laakso, 1996]. Con  $L-1$  filtros se puede

obtener una resolución temporal igual a  $T_m/L$ , siendo  $T_m$  el periodo de muestreo. A cada señal se le aplica un *retardo grueso* (múltiplo de  $T_m$ ) y un multiplexor selecciona la muestra a utilizar de la salida del banco de filtros según el retardo fraccional necesario, para cada canal y cada muestra.

En el trabajo tutelado (Diploma de Estudios Avanzados), el autor de esta Tesis analizó las prestaciones de diversos filtros de retardo fraccional para ser aplicados con técnicas de muestreo selectivo en función de la disponibilidad de recursos hardware [Camacho, 2007b].

- *Técnicas de sobremuestreo  $\Delta\Sigma$* : Los conversores  $\Delta\Sigma$  obtienen una secuencia de datos de 1 bit, en serie, que representa a la señal analógica de entrada mediante un proceso de integración y corrección de error [Boser, 1988]. Esta secuencia se obtiene a una frecuencia de muestreo elevada, típicamente a más de 32 veces la de la señal. Tiene la particularidad de concentrar el ruido de discretización en la parte superior del espectro, por lo que puede eliminarse mediante filtrado.

Al disponer de una secuencia sobremuestreada, facilita la realización de técnicas de conformación simplificadas, que no necesitan el proceso de interpolación [Noujaim, 1993], [Dean, 1995]. Un simple registro de desplazamiento de 1 bit contiene las muestras para ser seleccionadas en función del retardo requerido, para su composición con las recibidas por otros canales. La resolución temporal es la del reloj de muestreo de alta frecuencia. Tras realizar la suma coherente, se demodula y filtra la salida.

Esta técnica presenta un problema con focalización dinámica en los momentos en que cambian los retardos, que provoca una elevación de los lóbulos laterales y una consiguiente limitación del rango dinámico [Freeman, 1997]. No obstante, estos mismos autores, propusieron métodos para resolver el problema, aumentando ligeramente la complejidad de los circuitos del conformador.

Los conversores  $\Delta\Sigma$  pueden integrarse en el mismo chip que los circuitos de conformación digital del haz, habiéndose hecho múltiples propuestas de realización y aplicaciones [Freeman, 1999], [Kozak, 2001], [Inerfield, 2002], [Vermesan, 2005], [Martínez, 2006], [Liu, 2008]. La ventaja es relativa, pues el número de líneas de entrada a un chip VLSI conformador no se reduce con respecto a los actuales conversores A/D multi-bit con salida

serie (un par diferencial por canal) y, además, debe integrar en el mismo chip elementos analógicos en los que se puede inducir ruido de la parte digital.

Actualmente, la disponibilidad de circuitos *front-end* analógicos multi-canal que incluyen amplificadores y conversores A/D con interfaz serie LVDS [AD9276, 2009], [AFE5805, 2010], puede resultar una alternativa más flexible y eficiente que la integración de conversores  $\Delta\Sigma$  en un chip conformador digital [Camacho, 2006a].

- *Técnicas de muestreo selectivo*: En este caso se determinan los instantes de muestreo de las señales recibidas con la resolución requerida, eliminando los retardos y cualquier necesidad de interpolar las señales.

La idea es adquirir cada muestra en el instante en que el frente de ondas llega a cada elemento y fue sugerida en [Kim, 1987] con una realización basada en circuitos muestreadores (*sample-and-hold*) y FIFOs analógicos. Esta opción también fue descrita en [Song, 1994] como una alternativa eficiente al operar en el dominio analógico. El mismo principio fue también propuesto para operar en el dominio digital con conversores A/D y FIFOs digitales [O'Donnell, 1989].

Además, con esta técnica, todas las muestras adquiridas se utilizan en el proceso de conformación y se evitan redundancias. El inconveniente es que requiere un *reloj de muestreo independiente para cada canal*, cuyo flanco activo debe producirse con alta resolución temporal. El muestreo, no es uniforme ni simultáneo en los diferentes canales.

Se han propuesto diversas alternativas para realizar los relojes de muestreo de cada canal. La más simple consiste en registrar el reloj como una secuencia de ceros y unos en una memoria por cada canal [Song, 1990]. Esta alternativa requiere una gran cantidad de memoria para almacenar la información de reloj de todos los canales con la suficiente resolución temporal y para toda la imagen.

Una alternativa consiste en *calcular los instantes de muestreo en tiempo real*, a partir del algoritmo del punto medio utilizado para realizar gráficos en sistemas digitales [Jeon, 1994]. Únicamente son necesarios registros, sumadores, multiplexores y desplazamientos, por lo que puede ser integrado con relativa facilidad, existiendo múltiples propuestas [Beaudin, 1996], [Park, 1997], [Bae, 1998], [Feldkämper, 2000]. Este método también ha sido utilizado conjuntamente con técnicas de apodización dinámica [Tomov, 2004].

Su mayor inconveniente reside en la rigidez de un algoritmo implantado en hardware, donde el medio de propagación ha de considerarse estrictamente homogéneo (por ejemplo, no admite cambios de medios, algo habitual en END, ni la posibilidad de modificar los instantes de muestreo por variaciones conocidas o estimadas de la velocidad de propagación del ultrasonido).

Con el concepto del muestreo selectivo, nuestro grupo desarrolló la técnica de *Corrección Focal Progresiva (CFP)*, método que obtiene en tiempo real los instantes de muestreo a partir de una codificación muy eficiente (1 bit por foco y canal), con una resolución temporal arbitrariamente alta [Fritsch, 2006]. Esta técnica tiene una gran flexibilidad al poder variar los instantes de muestreo modificando el contenido de una memoria de códigos de focalización de 1 bit/foco (códigos Q) y de regiones con un número constante de muestras por foco (códigos P), lo que facilita su operación con cambios de medios. Además, aprovecha la mayor profundidad de foco a distancias crecientes (ec. (1.22)), para reducir la cantidad de códigos de focalización.

Como en los casos anteriores, la técnica *CFP* requiere relojes de muestreo independientes en cada canal, algo ineficiente con la tecnología actualmente disponible (*front-end* analógico multi-canal en un único chip, con un reloj común de conversión). La técnica *CFP* fue adaptada a este tipo de tecnología, incorporando filtros FIR de retardo fraccional [Camacho, 2007a][Camacho, 2007b].

El método se ha utilizado para desarrollar la tecnología de *phased array* SITAU (Sistemas de Imagen con Tecnología de Arrays Ultrasónicos) sobre la arquitectura modular y escalable AMPLIA, que permite manejar arrays de 8 a 2048 elementos [Camacho, 2006a], [Camacho, 2009a]. La tecnología SITAU ha sido transferida a Dasel, S.L., Madrid, con una realización basada en FPGAs. Una FPGA de tamaño medio (Spartan XC3S1000) realiza la conformación completa de 8 canales, permitiendo almacenar la información necesaria para la focalización dinámica de toda la imagen en sólo 8 bloques de memoria B-RAMs [Xilinx, 2005b]. Al ser las FPGAs re-configurables, el sistema puede convertirse de la modalidad *phased array* a *SAFT* o viceversa, manteniendo el mismo soporte hardware, cambiando la configuración de las FPGAs. En el modo *SAFT* se digitalizan las señales recibidas por todos los elementos, y se transfieren al ordenador de control para su posterior composición por software.

La flexibilidad de la tecnología SITAU que, además, es de diseño propio, ha permitido realizar la parte experimental de esta Tesis Doctoral, tanto con la modalidad *phased array* como con la de apertura sintética *SAFT*.

## 1.4 Factores que determinan la calidad de imagen.

La calidad de una imagen ultrasónica está determinada por una serie de factores, siendo los principales: la resolución, el contraste, el rango dinámico, la relación señal/ruido y la ausencia de artefactos. Independientemente de la modalidad de la imagen, existen limitaciones para mejorar estas características, intrínsecas a los métodos de conformación convencionales por retardo y suma.

- *Resolución*: es la capacidad de la imagen para distinguir las indicaciones de dos reflectores puntuales próximos y de la misma amplitud. En la dirección axial está limitada por el ancho de banda absoluto de la señal. En la dirección angular está determinada por la anchura del lóbulo principal, y es inversamente proporcional al tamaño  $D$  de la apertura (ec. (1.20)). Ampliando la distancia  $d$  entre elementos aumenta  $D=N\cdot d$  y mejora la resolución angular. Pero, para  $d>\lambda/2$  y ángulos elevados de deflexión, aparecen lóbulos de rejilla, que se muestran como artefactos difusos en la imagen que imposibilitan la detección de reflectores de menor nivel.

Alternativamente, la resolución puede mejorarse reduciendo la longitud de onda,  $\lambda=c/f_s$ , esto es, aumentando la frecuencia de la señal. Sin embargo, el coeficiente de atenuación aumenta con la frecuencia en la forma  $f_s^a$ , con  $a>1$  tanto en medios biológicos [Szabo, 2004] como en otros materiales [Krautkrämer, 1990]. Este hecho impone un límite a la frecuencia más elevada que puede utilizarse para alcanzar una profundidad determinada con una cierta relación señal/ruido.

- *Contraste*: Es la mínima diferencia de impedancia acústica del medio que se puede mostrar con dos niveles de intensidad diferentes en la imagen. Determina la capacidad para

*detectar* visualmente regiones con diferentes texturas y, en particular, regiones hiper o hipo ecoicas respecto a un fondo de dispersores uniforme. En medios biológicos, la imagen ecográfica está contaminada por un moteado (*speckle*), que resulta de las interferencias entre ecos producidos por múltiples dispersores (*scatterers*) que no pueden ser resueltos individualmente. En aplicaciones industriales, la estructura de grano de ciertos materiales (aceros austeníticos, fundición, composites, etc.), produce efectos similares, reduciendo el contraste de los defectos reales.

El contraste es determinante en imagen médica para determinar la presencia de lesiones dentro de un órgano y, particularmente, en el diagnóstico del cáncer [Li, 1994]. Inicialmente, fue tratado en términos de análisis estadístico de señal y ruido [Smith, 1983] pero, su cuantificación, se basa en la relación de contraste en dB,  $CR$ , dada por [Turnbull, 1992]:

$$CR = -20 \log_{10} \frac{\mu_q}{\mu_f} \quad (1.34)$$

donde  $\mu_f$  y  $\mu_q$  son los valores medios de las amplitudes del fondo de la imagen y de la región de interés, respectivamente.

Un parámetro de especial interés es la relación contraste a ruido  $CNR$ , definido como el cociente entre  $CR$  y la desviación estándar de la textura, esta última considerando tanto la varianza del fondo  $\sigma_f$  como la de la región de interés  $\sigma_q$ . Se utiliza como una medida de *detectabilidad*, al mostrar las variaciones de intensidad local respecto a la desviación estándar de la intensidad del fondo (ruido) [Li, 2002], [Karaman, 1995], [Li, 2004]:

$$CNR = \frac{CR}{\sqrt{\sigma_q^2 + \sigma_f^2}} \quad (1.35)$$

- *Rango dinámico*: definido como la relación entre las intensidades más altas y más bajas que se pueden visualizar sin efectos de saturación en ambos extremos. El rango dinámico de un array de  $N$  elementos está limitado por el nivel de los lóbulos laterales, que tienden a  $1/N$  en onda continua y un sólo sentido de propagación (rango dinámico  $N$ ). En onda pulsada el valor al que tiende es algo inferior, y mejora al aumentar el ancho de banda de la señal.

Este límite sólo puede *empeorar* por el proceso de conformación de retardo y suma. La discretización de los retardos o del instante de muestreo eleva el nivel de los lóbulos laterales, reduciendo el rango dinámico del array. La discretización en amplitud de las señales también produce cierta degradación del rango dinámico, aunque en mucha menor medida. Con la tecnología actual en la que las señales se digitalizan con 12 bits, su efecto puede ignorarse en la práctica (72 dB de rango dinámico en cada canal, más los debidos a la conformación de  $N$  canales, que lo mejoran en  $20\log_{10}\sqrt{N}$  dB). Finalmente, el nivel de ruido en las señales también limita el rango dinámico, por lo que es importante que la etapa analógica (pulser + duplexor + amplificador) presente un nivel de ruido inferior al nivel de 1 bit del conversor A/D. En el sistema SITAU, el nivel de ruido equivalente a la entrada de la parte analógica de cada canal es de -78 dB [Camacho, 2006b].

En la Figura 1.13 y la Figura 1.14 se mostraron ejemplos del aumento de los lóbulos laterales debido a la discretización de los retardos de focalización. Como se aprecia especialmente en la Figura 1.14, el rango dinámico está relacionado con el contraste, ya que los lóbulos laterales de los dispersores contaminan regiones anecoicas, reduciendo el CR y el CNR.

- *Relación señal/ruido:* Las imágenes ultrasónicas están afectadas por dos tipos de ruido: eléctrico y de grano. El primero es el que habitualmente contamina cualquier tipo de señal y su origen es térmico (en la electrónica y el transductor) o inducido (ruido de interferencia electromagnética o EMI captado por los cables, transductor, electrónica, etc.).

El ruido eléctrico puede evitarse en gran medida con un cuidadoso diseño electrónico, técnicas de apantallamiento, evitando bucles de masa, etc., pero no puede eliminarse completamente. El ruido eléctrico residual se puede combatir con filtros paso-banda, que dejan pasar sólo las componentes que quedan dentro de la banda de frecuencias del transductor.

El ruido de grano tiene su origen en la estructura del material inspeccionado. Ciertos materiales (aceros austeníticos, fundición, composites, etc.), así como los tejidos biológicos, presentan una estructura formada por dispersores de pequeño tamaño en relación a la longitud de onda (*scatterers*). En ambos casos los dispersores no son resolubles, sino que sus ecos interfieren entre sí, creando un fondo de ruido (denominado



de grano o estructural en END, y *clutter* o *speckle* en imagen médica), que reduce el rango dinámico de la imagen.

La eliminación del ruido de grano es más compleja, pues ocupa la misma banda de frecuencias que la señal, por lo que no se puede cancelar ni con filtros convencionales, ni con promediados. Sin embargo, se han desarrollado técnicas de *diversidad espacial y frecuencial* que permiten aminorar sus efectos.

- *Artefactos*: Además de los ya mencionados por contaminación de la imagen con lóbulos laterales, debe considerarse la aparición de *lóbulos de rejilla* que enmascaran amplias regiones de la imagen cuando la distancia entre elementos es  $d > \lambda/2$ . Este es un aspecto importante en arrays 2D o para ultrasonidos de alta frecuencia, donde la distancia entre elementos suele ser grande por dificultades de fabricación con elementos a menos de  $\lambda/2$ .

Por otra parte, en imágenes ultrasónicas, pueden producirse efectos de *reverberación* (indicaciones generadas por reflexiones múltiples), una situación más frecuente en END que en imagen médica. Estas indicaciones contaminan la imagen, limitando la detectabilidad de los defectos o generando falsas indicaciones. En muchas ocasiones, los efectos de reverberación no pueden evitarse por la propia geometría de la pieza inspeccionada. En general, no existen técnicas para combatir este tipo de artefactos, aparte de la destreza del operador en la interpretación de las indicaciones en la imagen.

Finalmente, el desconocimiento del valor exacto de la velocidad de propagación en medios no homogéneos, como es el caso de los tejidos biológicos blandos, produce artefactos conocidos como *aberraciones de fase*. Estas causan dos efectos: por un lado, el haz ultrasónico no se propaga en línea recta, sino que está sometido a las leyes de refracción (principio de Fermat, ley de Snell) y, por consiguiente, la representación visual no coincide con la real. Por otro, los retardos aplicados para realizar la focalización dinámica son inexactos, produciendo errores de focalización y un aumento de los lóbulos laterales.

## 1.5 Técnicas avanzadas para mejorar la calidad de las imágenes.

En los últimos años se han propuesto diversas técnicas para mejorar la calidad de las imágenes ultrasónicas, tratando de superar las limitaciones impuestas por la metodología convencional. La mayor parte de estas aportaciones se dirigen a mejorar *alguna* de los factores que determinan la calidad de la imagen aunque, en ciertos casos, también mejoran o empeoran otros. Además, con frecuencia requieren complejos algoritmos de cálculo, difíciles de implantar en los conformadores existentes y de ejecutar en tiempo real. Aquí se hace una breve reseña crítica del estado del arte de las alternativas planteadas, ya que buena parte de esta Tesis Doctoral se dirige en esta dirección.

### 1.5.1 Mejora de la resolución

La resolución de las imágenes ultrasónicas puede mejorarse mediante técnicas de *deconvolución*. Una imagen  $g(r, \theta)$  es el resultado de la convolución de la respuesta al impulso del espacio insonificado  $f(r, \theta)$  con la PSF del conjunto excitación-array-medio de propagación  $h(r, \theta)$ . Admitiendo que la PSF es separable en sus componentes axial y lateral  $h(r, \theta) = h_1(r) \cdot h_2(\theta)$ , donde  $h_1(r)$  representa la forma de onda del pulso y  $h_2(\theta)$  la del haz ultrasónico,

$$g(r, \theta) = f(r, \theta) * [h_1(r) \cdot h_2(\theta)] \quad (1.36)$$

El resultado de la convolución hace que  $g(r, \theta)$  sea una versión “difuminada” de la verdadera imagen  $f(r, \theta)$ .

En el dominio de la frecuencia, la convolución es equivalente al producto de funciones de transferencia. El proceso de deconvolución proporciona un algoritmo en el dominio de la frecuencia para obtener una estimación  $\hat{F}(\omega)$  de  $F(\omega)$ . El *filtro de Wiener* es óptimo en términos del mínimo error cuadrático medio respecto al valor verdadero [Papoulis, 1984], resultando para el caso de la imagen ultrasónica en:

$$\hat{F}(\omega) = \frac{G(\omega)H^*(\omega)}{H(\omega)H^*(\omega) + S_n(\omega)/S_f(\omega)} \quad (1.37)$$

donde  $H^*(\omega)$  es el conjugado de  $H(\omega)$ , y  $S_n(\omega)$  y  $S_f(\omega)$  representan las densidades espectrales del ruido y señal, respectivamente. Mientras que la función de transferencia del sistema  $H(\omega)$  puede estimarse a partir de un reflector puntual, los valores de  $S_n(\omega)$  y  $S_f(\omega)$  son desconocidos. Por esta razón, con frecuencia, el segundo término del denominador en (1.37) se sustituye por una constante o por una función determinista de  $\omega$ .

Las técnicas de deconvolución aplicadas a imágenes ultrasónicas en el ámbito médico proporcionan mejoras de resolución aunque introducen ciertos artefactos indeseables [Loupas, 1989], [Wan, 2004]. En el ámbito de la END, se han aplicado con éxito técnicas de deconvolución 1D para mejorar la resolución axial de las trazas ultrasónicas [Anaya, 1992], [Honarvar, 2004].

Otra forma de mejorar la resolución es mediante técnicas de imagen armónica. En este caso, el tejido (o en, algunos casos, microburbujas inyectadas) genera armónicos de las frecuencias emitidas por efectos no lineales de los ultrasonidos. Las señales recibidas, contienen, además de las frecuencias emitidas, sus armónicos superiores. Al filtrar las frecuencias emitidas y dejar el primer armónico, la imagen se forma con señales de doble frecuencia, que tiene mejores características de resolución y menores lóbulos laterales [Shapiro, 1998], [Wijk, 2002]. Además, se ha descrito que la aplicación conjunta de la imagen armónica con técnicas de deconvolución proporciona notables mejoras de resolución, pudiendo operar en tiempo real [Jiřík, 2006].

Una última alternativa es realizar un post-procesamiento de las imágenes, utilizando técnicas de *super-resolución*, que dependen de pequeños desplazamientos (sub-pixel) entre imágenes para realizar una composición a posteriori [Park, 2003]. La técnica se ha utilizado para mejorar, además de la resolución, el CR y CNR de imágenes ultrasónicas en las que los desplazamientos se obtienen por compresión de los tejidos [Yang, 2009].

### 1.5.2 Mejora del contraste y el rango dinámico

Por otra parte, como ha sido expuesto en §1.3.2, la *apodización* reduce el nivel de los lóbulos laterales a costa de ensanchar el lóbulo principal. Por tanto, mejora el contraste y rango dinámico de la imagen pero reduce la resolución lateral. La apodización es beneficiosa para la imagen clínica, donde el contraste es más crítico, pero su utilidad es relativa para END, donde se suele dar prioridad a la resolución. No obstante, se han propuesto técnicas que buscan un compromiso entre ambos aspectos, mediante un proceso de optimización de la energía dentro y fuera del foco [Keitmann, 2002].

Además de esta técnica convencional, se han propuesto otras que intentan superar este conflicto. Una alternativa es utilizar aperturas diferentes en emisión y recepción, de forma que los máximos de los lóbulos laterales en el patrón lateral de una apertura coincidan con los ceros del patrón lateral de la otra. La apertura efectiva, en emisión-recepción, presenta un patrón lateral con lóbulos laterales reducidos, aunque en una cantidad modesta (6 a 7 dB), y con una pérdida de resolución lateral algo menor que la producida por la apodización [Moshfeghi, 1987].

Una aproximación más eficiente consiste en utilizar dos conformadores con ventanas de apodización diferentes [Wang, 2002]. La ventana rectangular presenta un lóbulo principal estrecho y lóbulos laterales elevados; una ventana de Hamming, por ejemplo, tiene un lóbulo principal más ancho pero lóbulos laterales mucho menores. Al realizar la conformación por separado, sus salidas se combinan de forma no lineal, eligiendo la mínima respuesta entre las dos. De este modo se mantiene básicamente la resolución lateral de la ventana rectangular (conformación *sin* apodización) mientras que se reducen los lóbulos laterales al nivel de los de la ventana de Hamming.

Basándose en esta idea, más recientemente se ha propuesto una técnica que explota la similitud entre los lóbulos principales y las diferencias entre los lóbulos laterales de dos funciones de apodización diferentes, aplicadas a los datos de apertura. La *correlación* de las salidas de ambas funciones proporciona un factor entre -1 y 1 que se utiliza para ponderar, entre 0 y 1, la salida del conformador, reduciendo las indicaciones de los lóbulos laterales y manteniendo las del lóbulo principal [Seo, 2008].

Otras propuestas para la mejora del contraste y la resolución evalúan la apertura óptima para cada foco en la imagen. Para ello, la ventana de apodización aplicada a los datos de apertura se evalúa de forma que se reduzca la energía de la traza resultante manteniendo una respuesta unitaria en el foco (conformación de *mínima varianza*) [Synnevåg, 2007]. Aunque mejora simultáneamente la resolución y el contraste de las imágenes, se trata de una técnica intensiva en cálculo, lo cual dificulta su aplicación en tiempo real.

Otras aproximaciones computacionalmente menos costosas, se basan en un análisis de Fourier de frecuencias espaciales para estimar la procedencia de las señales en cierto número de direcciones alrededor de la del lóbulo principal en  $\theta_f$  [Jeong, 2000]. La aplicación de un filtro que modula la amplitud de la salida en función de la relación entre la energía en la dirección del lóbulo principal y otras en los lóbulos laterales, mejora la resolución y el contraste. Una variante interesante calcula un *factor de coherencia* en función de esta relación, que es utilizado para ponderar la salida de un conformador convencional, con mejoras de CR, CNR y resolución [Li, 2003].

Se han propuesto otros métodos aún menos costosos en tiempo de cálculo que la evaluación de una FFT por cada foco para reducir los lóbulos laterales y mejorar, simultáneamente, la resolución. Se basan en la utilización de receptores insensibles a la fase, que han sido aplicados a la reducción de las aberraciones de fase a expensas de una pérdida de resolución lateral [Busse, 1981], [O'Donnell, 1982]. En estos receptores la conformación es *incoherente*, utilizando la envolvente de la señal en lugar de la radiofrecuencia. Como consecuencia, es menos sensible a variaciones en la velocidad de propagación en el medio, causante de artefactos de aberración de fase. A cambio, el lóbulo principal es muy ancho, con una importante pérdida de resolución lateral.

Sin embargo, se han utilizado para obtener un *factor de coherencia* definido como el cociente entre las sumas coherente e incoherente en un conformador. Puesto que la magnitud de ambas es similar en el lóbulo principal, en esta región el factor de coherencia es próximo a la unidad. En los lóbulos laterales, la amplitud de la suma coherente es mucho menor que la de la incoherente por su ancho lóbulo principal, por lo que el factor de coherencia tiende a cero en esta región. Al multiplicar la salida del conformador por el factor de coherencia se obtiene una reducción de los lóbulos laterales, se mantiene la amplitud del lóbulo principal, y se produce un cierto estrechamiento del mismo que mejora la resolución lateral [Rigby,

1999], [Hollman, 1999]. La misma técnica se ha aplicado realizando la suma incoherente con señales en RF pero con retardos nulos [Hall, 2000].

Aunque la técnica es relativamente sencilla (dos conformadores o dos disparos consecutivos para obtener las sumas coherente e incoherente), básicamente equivale a elevar al cuadrado la imagen convencional, lo que obviamente reduce la amplitud de los lóbulos laterales y mantiene la del principal en una escala normalizada. No existe ganancia neta ya que el mismo resultado se obtiene variando simplemente el rango de visualización de la imagen. Por otra parte, tampoco sirve para cancelar los lóbulos de rejilla, donde las sumas coherente e incoherente son similares.

### 1.5.3 Reducción de ruido de grano

El ruido de grano o *speckle* está causado por interferencias entre múltiples dispersores en un volumen de rango (el ocupado en un instante determinado por el pulso ultrasónico), y no resolubles. Este ruido es sensible tanto a la frecuencia de la señal como a la dirección desde la que se iluminan los dispersores pero, al ocupar la misma banda de frecuencias que los ecos producidos por defectos reales, no puede filtrarse por medios convencionales.

Las técnicas de *diversidad frecuencial* evalúan el espectro de las señales recibidas en múltiples bandas, realizando un procesamiento no lineal entre sus salidas (p. ej., tomando el valor mínimo). Es el algoritmo conocido como *Split Spectrum Processing* (SSP) del que se han propuesto múltiples variantes. Puesto que un reflector proporciona señales en toda la banda del transductor, mientras que el ruido de grano presenta máximos y mínimos en esta banda, el algoritmo de minimización tiende a cancelar las indicaciones de ruido de grano y a mantener las de los reflectores [Newhouse, 1982]. La técnica se ha utilizado en aplicaciones de END con un éxito relativo por la dificultad de realizar un correcto ajuste de los parámetros, de los que depende críticamente el resultado [Gustafsson, 1993], [Camacho, 2009b].

Las técnicas de *diversidad espacial* toman imágenes desde distintas orientaciones, realizando una composición a posteriori (*image compounding*). Esta metodología reduce el ruido de grano de las imágenes a costa de pérdidas de resolución por el efecto de suavizado (promediado) al realizar la composición. Se puede mantener la resolución original, con una

reducción más limitada del ruido de grano, utilizando haces solapados al adquirir las imágenes [Shankar, 1986].

Estas técnicas requieren la obtención de múltiples imágenes. Una forma clásica consiste en desplazar lateralmente una apertura activa de  $M < N$  elementos, obteniendo  $n$  imágenes sectoriales desde distintas orientaciones [Trahey, 1986]. También se utilizan técnicas multi-angulares con barrido lineal, componiendo las imágenes resultantes mediante promediado u otros operadores [Wilhjelm, 2004].

Una consecuencia negativa de la composición de imágenes es la reducción de la tasa de visualización, ya que cada imagen visualizada requiere la obtención de varias imágenes parciales. Este aspecto no tiene otros efectos en la imagen de objetos estáticos (END, *phantoms*, experimentación *in vitro*), pero produce artefactos debidos al movimiento cuando se utilizan *in vivo*. Para evitar estos inconvenientes se han propuesto técnicas que adquieren tres imágenes simultáneas desde diferentes posiciones, utilizando un array y dos transductores mono-elemento de pequeño tamaño, uno a cada lado del array [Behar, 2003]. La diversidad espacial introducida, reduce los lóbulos laterales y el ruido de grano, pero la baja resolución lateral de las imágenes generadas por los transductores mono-elemento sólo se recupera parcialmente al realizar la composición con la imagen del array.

En exploración sismológica se han propuesto técnicas para reducción de ruido en las que se evalúa la coherencia de las señales recibidas por un conjunto de receptores mediante el cálculo de una pila de fases (*phase stack*). Esta pila de fases se utiliza para ponderar la salida de la pila lineal obtenida mediante técnicas de focalización a lo largo de diferentes trayectorias [Schimmel, 1997], [Schimmel, 2007].

Además de estas técnicas, particularmente adaptadas a la imagen ultrasónica, se han propuesto otras de propósito general, de aplicación a imágenes de cualquier tipo, como filtrados bidimensionales, lineales y no lineales. Por ejemplo, en [Jeyalakshmi, 2010] se presenta un filtro morfológico dirigido a la supresión del ruido de grano en imágenes ultrasónicas.

### 1.5.4 Cancelación de lóbulos de rejilla

Este aspecto es determinante para ciertas aplicaciones, donde no es posible respetar que la distancia entre elementos sea  $d < \lambda/2$ . Por ejemplo, para ultrasonidos de alta frecuencia ( $>20$  MHz), existen dificultades para construir arrays con tan alta densidad de elementos ( $d < 38$   $\mu\text{m}$  para medios biológicos) y una suficiente relación señal/ruido. También, en aplicaciones de arrays 2D,  $d$  ha de hacerse significativamente mayor que  $\lambda/2$  para mantener una electrónica y un número de elementos razonables.

Por otra parte, la cancelación de los lóbulos de rejilla abriría la posibilidad de mejorar la resolución de la imagen para un mismo número de elementos al aumentar el tamaño de la apertura,  $D=N \cdot d$ .

Por las razones expuestas, se han propuesto diversas técnicas que permiten eliminar o reducir los efectos de los lóbulos de rejilla. En términos generales, puede considerarse que se han seguido dos metodologías: las que manipulan la geometría de la apertura y las basadas en el procesamiento de las señales recibidas.

Entre las primeras, se diseñan *aperturas dispersas* en las que el muestreo espacial de la apertura se realiza a intervalos mayores a  $\lambda/2$ . Una fórmula sencilla consiste en eliminar de forma aleatoria elementos en una *apertura densa* (muestreada a  $\lambda/2$ ). Al eliminar la periodicidad en la posición de los elementos, se eliminan los lóbulos de rejilla, pero a expensas de aumentar el nivel de los lóbulos laterales [Turnbull, 1991], [Gavrilov, 1997].

El concepto de *apertura efectiva*, descrito en §1.2.2.2, ayuda a eliminar elementos en la apertura densa, para obtener un diagrama de radiación equivalente al de esta última [Lockwood, 1998], [Nikolov, 2000], [Nikolov, 2005]. El problema asociado es que la apertura efectiva es válida únicamente en el foco, deteriorándose en otras posiciones. Como con la modalidad *phased array* sólo se puede crear un foco en emisión, siempre quedan lóbulos de rejilla residuales producidos por reflectores situados fuera del foco en emisión [Lockwood, 1996].

Además, al eliminar elementos, la relación señal/ruido se reduce respecto a la de una apertura densa [Karaman, 1998]. Para evitar este problema, recientemente nuestro grupo ha propuesto una alternativa de diseño, basada en algoritmos genéticos, que conserva toda la superficie de la apertura densa pero variando la geometría de los elementos [Villazón, 2009].



Por otra parte, existe una carencia de métodos para la supresión de lóbulos de rejilla basados en procesamiento digital de señal. En aplicaciones de radar, que operan en campo lejano y, por tanto, únicamente se utiliza la deflexión del haz sin focalización, se han propuesto técnicas de diversidad frecuencial, emitiendo y recibiendo de forma coherente con varias frecuencias [Antonik, 2009]. De este modo la posición de los lóbulos de rejilla cambia con cada frecuencia emitida, ya que depende de la longitud de onda (ec. (1.16)). Al realizar la composición de las imágenes, los lóbulos de rejilla quedan atenuados [Zhuang, 2009]. Si bien los lóbulos de rejilla en onda pulsada y campo próximo toman su máximo valor en la misma posición angular que en el caso de onda continua y campo lejano, también se extienden a otras posiciones angulares. Por tanto, la composición de imágenes obtenidas con distintas frecuencias de excitación conseguirá, únicamente, una reducción parcial de los artefactos.

Una alternativa interesante para eliminar lóbulos de rejilla en aplicaciones de imagen ultrasónica mediante técnicas de procesamiento de señal se describe en la patente [Ustuner, 2007]. Se propone realizar la correlación cruzada entre los datos de apertura que corresponden a elementos adyacentes, para estimar el desplazamiento temporal entre ambos. Si éste resulta próximo a cero, puede considerarse que los dos elementos reciben señal del lóbulo principal, puesto que ya han sido aplicados los retardos de focalización. Cuando el desplazamiento temporal se aproxima a un periodo de la señal, debe estimarse que las señales proceden de un lóbulo de rejilla, donde el desfase es  $2\pi$ . El sistema actúa para modificar los pesos aplicados en la apodización con la finalidad de reducir las indicaciones de los lóbulos de rejilla. Es previsible cierta pérdida de resolución en estas regiones al actuar sobre la apodización, reduciendo la apertura activa y, por otra parte, es ineficaz para reducir los lóbulos laterales donde el desfase es mucho menor. Al tratarse de una patente (documento descriptivo), tampoco hay datos experimentales que permitan evaluar sus prestaciones.

## Capítulo 2

---

### Principios de la imagen por Coherencia de Fase

En la generación de imagen acústica convencional, sólo se considera *explícitamente* la amplitud de las señales para focalizar en recepción. Su fase interviene *de forma implícita*, modificando la amplitud de la suma coherente en función de las interferencias constructivas o destructivas que se produzcan entre los datos de apertura. Como resultado se obtiene un patrón lateral compuesto por (ver §1.2.3 y §1.2.4):

- Un *lóculo principal* en la dirección del foco, cuya anchura determina la *resolución lateral* de la imagen y en cuya parte central predominan las interferencias constructivas.
- *Lóculos laterales* a ambos lados del lóculo principal, resultantes de interferencias mayoritariamente destructivas, cuyo nivel limita el *rango dinámico* de la imagen.
- *Lóculos de rejilla*, cuando la apertura está sub-muestreada, que representan réplicas del lóculo principal, donde predominan las interferencias constructivas. Enmascaran regiones de la imagen, limitando aun más su rango dinámico.

Estas características del patrón lateral han venido estableciendo límites a la *calidad* de las imágenes obtenidas con técnicas convencionales. En este trabajo, se propone una alternativa que introduce un elemento diferencial importante: considera *explícitamente* las *fases* de los datos de apertura para generar una *imagen de coherencia* que va a permitir superar tales limitaciones, mejorando considerablemente la calidad de la imagen.

Para ello, en cada muestra de la imagen se calcula un *factor de coherencia* que indica el *grado de pertenencia* de las señales recibidas a ecos originados en el foco, con un valor real entre 0 y 1. Las señales que proceden del foco presentan la misma fase ya que las diferencias en los tiempos de vuelo han sido compensadas por los retardos de focalización y, por consiguiente, el factor de coherencia alcanza la unidad. Las fases de los datos de apertura de señales procedentes de otras regiones presentan una mayor *diversidad*, lo cual reduce el valor del factor de coherencia a valores próximos a 0 ( ver Figura 1 ).

El factor de coherencia puede calcularse para toda la región de interés, proporcionando una imagen alternativa o *imagen de coherencia*. Pero su utilidad es mayor cuando se utiliza para *modificar* la imagen convencional, manteniendo (factor de coherencia próximo a 1), o suprimiendo (factor de coherencia próximo a 0) las indicaciones de ésta, según correspondan a señales procedentes del foco o de otras regiones, respectivamente. De este modo se reduce la anchura del lóbulo principal, así como los niveles de lóbulos laterales y de rejilla.

Este capítulo introduce los fundamentos de la *imagen por coherencia de fase*, definiendo varios factores de coherencia y analizando teóricamente su comportamiento en onda continua, lo que permitirá llegar a expresiones cerradas que establecen los límites de aplicabilidad de la nueva técnica.

El capítulo comienza con algunas consideraciones sobre la metodología utilizada en el tratamiento matemático de esta tesis §2.1, en particular en cuanto a la definición de la fase como una variable lineal o circular, y las implicaciones que ello tiene en el cálculo de los estadísticos de dispersión. A continuación se definen los *factores de coherencia* (§2.2), y su comportamiento se analiza en §2.3 y §2.4 con especial hincapié en las características del patrón del haz que resulta de su aplicación. En particular, se obtienen las expresiones que permiten predecir la anchura del lóbulo principal en función de los parámetros de ajuste de los factores de coherencia (§2.3.2.1 y §2.4.3). En §2.5 se plantean varias formas de aplicar los factores de coherencia según el método de generación de imagen elegido. El nivel de reducción de los lóbulos laterales se aborda en §2.6 mediante un análisis estadístico de la dispersión de las fases en función de la cantidad de señales consideradas en el proceso de generación de la imagen. El efecto de los errores de focalización al aplicar la nueva técnica se aborda en §2.7. Por una parte, se estudia el caso de un único foco en recepción, y se obtienen expresiones cerradas para la profundidad de foco resultante al aplicar los factores de coherencia. Por otra parte, se analiza la pérdida de contraste en función de la resolución

temporal de los retardos de focalización. Para finalizar, en §2.8 se derivan expresiones que permiten estimar el comportamiento de los factores de coherencia en función de la relación señal a ruido de las señales recibidas por el array.

## 2.1 Algunas notas metodológicas

La fase instantánea de una señal analítica es una variable continua, que toma valores en el rango de  $-\infty$  a  $\infty$ . Así considerada se denomina *fase absoluta* ( $\Phi$ ), para distinguirla del *valor principal* de la fase ( $\varphi$ ), cuyo rango es  $(0, 2\pi)$  si se obtiene como  $\varphi = \text{mod}(\Phi, 2\pi)$ , o bien  $(-\pi, \pi)$  cuando:

$$\varphi = \text{mod}(\Phi + \pi, 2\pi) - \pi \quad -\pi \leq \varphi < \pi \quad (2.1)$$

siendo  $\text{mod}(a, b)$  el resto del cociente entero de  $a/b$ .

Considerando un emisor puntual de señal monocromática cuya frecuencia angular es  $\omega_s = 2\pi f_s$ , situado a distancia  $r$  de un receptor, la fase instantánea de la señal recibida es:

$$\Phi(t) = \omega_s(t - t_v) = \omega_s t - \omega_s \frac{r}{c} \quad (2.2)$$

donde  $c$  es la velocidad de propagación en el medio y  $t_v = r/c$  es el *tiempo de vuelo* del ultrasonido desde el punto emisor al receptor. El primer término en (2.2) depende únicamente de la frecuencia de oscilación del emisor, mientras que el segundo depende de la posición relativa entre el emisor y el receptor. Así, el tiempo de vuelo entre ambos determina la fase absoluta de la señal recibida.

El proceso también puede darse a la inversa: conociendo la fase absoluta de la señal recibida por un transductor, se puede obtener la *distancia*  $r$  a la que se encuentra la fuente. Para un elemento omnidireccional, el lugar geométrico de las posibles posiciones de la fuente es una esfera de radio  $r$  (una circunferencia con la geometría 2D que se utiliza en este trabajo). Para un array con  $N$  receptores, cada elemento  $i$  determina un radio  $r_i$  a partir de la fase  $\Phi_i$  y la fuente se ubica en el punto de intersección de todas las circunferencias. Así, la localización de la fuente puntual es única (las  $N$  circunferencias se cortan en un punto). Esto último también es válido para el valor principal de las fases  $\varphi_i$  siempre que la distancia entre

elementos sea  $d < \lambda/2$ . En caso contrario, se producen puntos de corte simultáneos en múltiples posiciones angulares (*lóbulos de rejilla*, §1.2.3), debido a la periodicidad en  $(-\pi, -\pi)$  del valor principal de la fase.

En la construcción de la imagen ultrasónica se aplican diferentes *retardos* a las señales recibidas, que compensan las diferencias en los tiempos de vuelo desde cada punto de la región inspeccionada a cada elemento. De este modo se obtienen los datos de apertura, cuyas fases son iguales si las señales proceden de un reflector situado en el foco, sumándose constructivamente. En cambio, las fases de las señales que llegan de regiones alejadas del foco son diferentes e interfieren destructivamente al realizar la suma. Estas indicaciones corresponden a los *lóbulos laterales* del patrón de radiación.

La técnica de *imagen por coherencia de fase* que se propone, corrige las imágenes ultrasónicas reduciendo la amplitud de las indicaciones de lóbulos laterales y de rejilla. Simultáneamente, mejora la resolución lateral y la relación señal/ruido. La idea, como se ha expuesto, se basa en analizar la *dispersión* de las fases en los datos de apertura. Para ello, se definen *factores de coherencia* que expresan, con un valor real en el intervalo  $[0, 1]$ , el nivel de *concentración* de las fases (antagónico de la dispersión) y, por tanto, una *estimación cuantitativa* de la procedencia de las señales (del foco o de otras regiones). Las fases de los datos de apertura son deterministas, esto es, dependen únicamente de las posiciones del reflector y del foco con respecto a los elementos del array. Sin embargo, el tratamiento de la “*fase de los datos de apertura*” como una variable aleatoria facilita la obtención de resultados teóricos y su formalización matemática.

La concentración de las fases de los datos de apertura puede obtenerse a partir de medidas proporcionadas por múltiples estadísticos de dispersión: desviación estándar, varianza, intervalo, etc. También podrían utilizarse otras magnitudes, como la entropía. Todas estas formas son, conceptualmente, equivalentes para la finalidad de este trabajo.

Por ello, no se pretende analizar el comportamiento de cada posible estadístico o función de dispersión. Este aspecto es trivial a partir de la metodología que se desarrolla en este trabajo: basta cambiar la función que mide la dispersión de las fases. Resulta preferible obtener información sobre el comportamiento de diversos factores de coherencia en relación a *cómo se define la fase*. En este sentido se consideran:

- *Fase absoluta*  $\Phi$ : una variable lineal con valores entre  $-\infty$  y  $+\infty$ .

- *Valor principal de la fase  $\varphi$* : obtenido como  $\varphi = \text{mod}(\Phi + \pi, 2\pi) - \pi$ , con valores en  $(-\pi, \pi)$ , y dos variantes: variable *lineal* y *circular*.
- *Signo de la señal*: discretización extrema de la fase a un único bit  $b \in \{1, -1\}$ .

Como medida de la dispersión de las fases se considerará la *desviación estándar*, definida como la raíz cuadrada de la varianza. Este estadístico se utiliza tanto cuando se considera la fase en el intervalo  $(-\infty, \infty)$ ,  $(-\pi, \pi)$  o discretizada con un bit. Cuando se utiliza el valor principal de la fase, se realizan además dos consideraciones: la fase es una variable con distribución *lineal* o *circular*. En el primer caso aparece un problema de discontinuidad en el entorno de  $\varphi = \pm\pi$ , donde valores de fase muy próximos entre sí, pueden generar una elevada desviación estándar, abordándose su solución mediante diversas técnicas. Si la fase se considera como una variable circular, no existe tal discontinuidad. ¿Por qué, entonces, no tratar siempre la fase  $\varphi$  como una variable circular? La razón es que la realización física es más sencilla cuando la fase se considera lineal ya que se opera con números reales, mientras que si se interpreta como una variable circular debe operarse con números complejos.

Dos últimos aspectos: El primero es que, formalmente, los estadísticos de dispersión de una distribución circular no tienen una correspondencia directa con los de distribuciones lineales. Así, el valor medio de un conjunto de  $N$  ángulos  $\varphi_i$  no es el promedio  $\sum \varphi_i / N$ . Basta considerar, por ejemplo,  $\varphi_1 = 150^\circ$  y  $\varphi_2 = -130^\circ$ ; el valor medio calculado cuando se considera como una variable lineal sería  $(150-130)/2 = 10^\circ$  cuando, en realidad, el ángulo medio es  $-170^\circ$ . Igualmente, la varianza y desviación estándar tienen definiciones particulares.

El *valor medio* de  $N$  muestras de una variable aleatoria  $\varphi$  con distribución circular es [Jammalamadaka, 2001]:

$$\bar{\varphi} = \arg \left( \sum_{i=1}^N \cos \varphi_i + j \sum_{i=1}^N \sin \varphi_i \right) \quad (2.3)$$

La *varianza circular muestral* de esta misma distribución es  $v_{cir} = 1 - R/N$ , donde  $R$  es la longitud del vector resultante de la suma de los  $N$  vectores unitarios  $(\cos \varphi_i, \sin \varphi_i)$ , donde  $1 \leq i \leq N$ :

$$v_{cir} = 1 - \frac{1}{N} \sqrt{\left( \sum_{i=1}^N \cos \varphi_i \right)^2 + \left( \sum_{i=1}^N \sin \varphi_i \right)^2} \quad (2.4)$$

Además, la *desviación estándar*  $\sigma_{cir}$  de una distribución circular no se define como la raíz cuadrada de la varianza, sino como [Fisher, 1995]:

$$\sigma_{cir} = \sqrt{-2 \log(1 - v_{cir})} \quad (2.5)$$

La razón de esta “extraña” definición radica en que, para ciertas distribuciones circulares no demasiado dispersas, mantiene una probabilidad constante alrededor de la media  $\mu$  en el intervalo  $\tilde{\varphi} \pm k\sigma_{cir}$  con independencia de  $\sigma_{cir}$ , una propiedad que se da en la distribución normal  $N(\mu, \sigma^2)$  [Fisher, 1995]. Esta característica no es necesaria para los objetivos de este trabajo donde, además, se dan situaciones con gran dispersión de fases y tal propiedad no sería aplicable. Por otra parte, este aspecto tiene una importancia menor ya que, como se ha mencionado, los factores de coherencia pueden definirse en base a múltiples estadísticos de dispersión, u otras funciones, con tal que sean monótonamente crecientes con la concentración de las fases.

Se pueden evitar estas complicaciones considerando la distribución de los vectores con módulo unidad y fase  $\varphi_i$ ,

$$U_i = e^{j\varphi_i} = \cos \varphi_i + j \sin \varphi_i = (\cos \varphi_i, \sin \varphi_i) \quad (2.6)$$

Para un conjunto de vectores  $U = \{U_i\}$  con fases  $\varphi = \{\varphi_i\}$ , la varianza es:

$$\text{var}(U) = \text{var}(\cos \varphi) + \text{var}(\sin \varphi) + 2\text{cov}(\cos \varphi, \sin \varphi) \quad (2.7)$$

Con  $\text{cov}(u, v) = E(u - \mu)(v - \nu)$ , siendo  $\mu$  y  $\nu$  los valores medios de  $u$  y  $v$ , respectivamente,  $\text{cov}(\cos \varphi, \sin \varphi) = 0$ . De este modo, la desviación estándar circular se define como:

$$\sigma_c = \sqrt{\text{var}(\cos \varphi) + \text{var}(\sin \varphi)} \quad (2.8)$$

formulación que será utilizada en este trabajo.

La otra cuestión se relaciona con la desviación estándar muestral<sup>3</sup> sesgada o insesgada. En el primer caso y, siendo  $\tilde{x}$  el valor medio de  $N$  observaciones  $x_i$  de una variable aleatoria  $X$ ,

---

<sup>3</sup> Habitualmente, la desviación estándar muestral se designa con la letra  $s$  para diferenciarla de la desviación estándar de la distribución,  $\sigma$ . No obstante, para evitar confusiones con otros símbolos, aquí se utiliza  $\sigma$  para la desviación estándar muestral y  $\sigma_\theta$  para la de la distribución.

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^2} \quad (2.9)$$

y, para la desviación estándar insesgada,

$$\sigma_{ins} = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^2} \quad (2.10)$$

Cuando los niveles de cancelación de lóbulos laterales se sitúan entre -40 y -80 dB, la elección entre  $\sigma$  y  $\sigma_{ins}$  puede tener cierta importancia. Aunque la utilización de  $\sigma_{ins}$  elimina el error sistemático en la estimación de  $\sigma_0$  (desviación estándar de la distribución), introduce un sesgo adicional al calcular ciertos factores de coherencia. Como, por otra parte,  $\sigma$  (2.9) tiene un menor error cuadrático medio respecto a  $\sigma_0$  y simplifica algunas realizaciones, será la forma utilizada en este trabajo.

## 2.2 Definición de los factores de coherencia

El factor de coherencia  $F$  expresa *el grado de pertenencia de las indicaciones al foco*, con valores en el rango  $[0, 1]$ , y se obtiene como una función de las fases de los datos de apertura. Una vez calculado, la muestra  $k$  de la imagen final  $Y[k]$  resulta del producto de la salida del conformador convencional  $S[k]$  (ec. (1.33)) por el factor de coherencia correspondiente a dicha muestra  $F[k]$ :

$$Y[k] = S[k]F[k] \quad (2.11)$$

Debe destacarse que pueden darse otras formulaciones, del tipo  $Y[k] = g(S[k], F[k])$ , donde  $g(\cdot)$  representa una función genérica de sus argumentos como, por ejemplo,  $g(\cdot) = \min(\cdot)$ , que tendrá sus propiedades específicas. Incluso podría utilizarse la imagen obtenida directamente de  $F[k]$ , lo cual presenta ventajas en algunas situaciones. En este trabajo, excepto cuando se indica lo contrario, se utiliza la forma (2.11), en la que la salida del conformador está ponderada por el factor de coherencia.

En este apartado se definen diversos factores de coherencia, que pueden clasificar en los siguientes tipos:



- *Factor de Coherencia Absoluta (FCA)*: considera la fase absoluta de las señales,  $\Phi$ , que se puede obtener teóricamente o mediante técnicas de desenrollado del valor principal de la fase.
- *Factor de Coherencia de Fase (FCF)*: utiliza el valor principal de la fase como una variable lineal en el intervalo  $(-\pi, \pi)$ , con mecanismos para evitar discontinuidades en  $\varphi \approx \pm\pi$ .
- *Factor de Coherencia Circular (FCC)*: considera que el valor principal de la fase es una variable circular, obteniéndose en el plano complejo a partir de la representación analítica de los datos de apertura.
- *Factor de Coherencia de Signo (FCS)*: discretiza el valor principal de la fase con un único bit (signo de la señal), dando lugar a una realización muy eficiente.

### 2.3 Factores de coherencia de fase (FCA, FCF y FCC)

Entre los *factores de coherencia* propuestos distinguiremos los que se obtienen de la fase de los datos de apertura (*FCA*, *FCF* y *FCC*), del que se obtiene a partir del signo de los datos de apertura (*FCS*). Si bien este último es un caso particular del *FCF* cuando las fases se discretizan con un único bit, las diferencias en cuanto su comportamiento e implementación justifican el tratarlo de forma separada en esta memoria.

A continuación se definen y analizan los factores de coherencia basados en la fase instantánea de los datos de apertura.

#### 2.3.1 Análisis de la fase de los datos de apertura

La Figura 2.1 muestra la geometría del problema para un array lineal, con  $N$  elementos separados entre sí una distancia  $d$ , en un medio homogéneo con velocidad de propagación  $c$ .

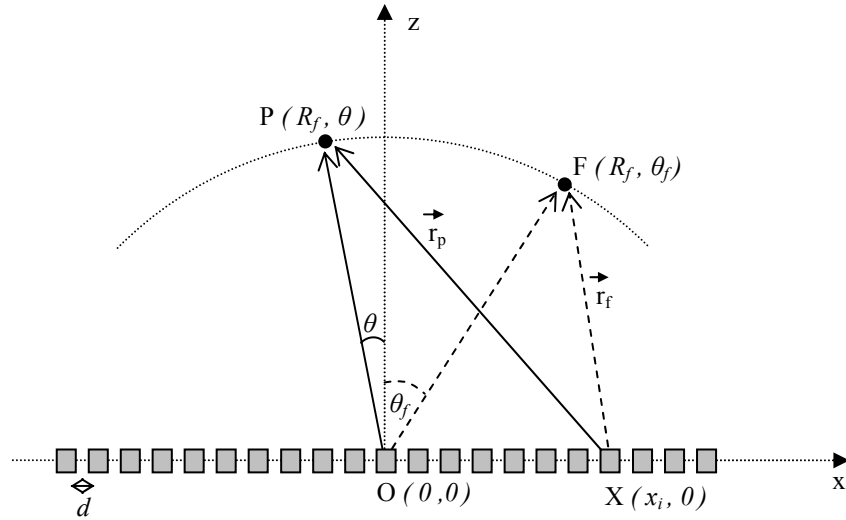


Figura 2.1 – Geometría para el análisis de la fase de los datos de la apertura

El tiempo de vuelo desde el foco  $F$  ubicado en la coordenada polar  $(R_f, \theta_f)$  al elemento  $X_i$  ubicado en la coordenada cartesiana  $(x_i, 0)$ , viene dado por:

$$t_i^F = \frac{|\vec{r}_f|}{c} = \frac{1}{c} \sqrt{R_f^2 + x_i^2 - 2R_f x_i \sin \theta_f} \quad (2.12)$$

y el retardo de focalización correspondiente se calcula como (ver §1.2.1):

$$\tau_i = \frac{1}{c} \left( R_f - \sqrt{R_f^2 + x_i^2 - 2R_f x_i \sin \theta_f} \right) \quad (2.13)$$

Con focalización dinámica es suficiente analizar el comportamiento de las fases para un reflector  $P$  a la profundidad del foco  $R_f$ , variando su posición angular,  $P(R_f, \theta)$ . Supongamos un emisor puntual ubicado en el punto  $O(0, 0)$  que genera una señal monocromática de la forma:

$$e(t) = A \cdot \cos(2\pi f_s t) \quad (2.14)$$

donde  $A$  es la amplitud de la excitación y  $f_s$  su frecuencia de oscilación.

Si ahora calculamos el tiempo de vuelo desde el centro del array hasta el punto  $P$  y de vuelta al elemento  $X_i$  tenemos:

$$t_i^P = \frac{R_f + |\vec{r}_p|}{c} = \frac{1}{c} \left( R_f + \sqrt{R_f^2 + x_i^2 - 2R_f x_i \sin \theta} \right) \quad (2.15)$$

En este caso, la señal recibida por el elemento  $X_i$  después de aplicar el retardo de focalización  $\tau_i$ , sin considerar la atenuación en el medio es:

$$s_i(t) = A \cdot \cos(\omega_s t - \omega_s(t_i^P + \tau_i)) \quad (2.16)$$

siendo  $\omega_s = 2\pi f_s$ . Sustituyendo (2.13) y (2.15) en (2.16) se obtiene la *fase instantánea* de la señal recibida por el elemento  $X_i$ :

$$\Phi_i(t) = \omega_s t + \frac{\omega_s}{c} \sqrt{R_f^2 + x_i^2 - 2R_f x_i \sin \theta_f} - \frac{\omega_s}{c} \sqrt{R_f^2 + x_i^2 - 2R_f x_i \sin \theta} \quad (2.17)$$

Finalmente, aplicando la aproximación binomial  $(1+a)^{1/2} \approx 1+a/2$  con  $a \ll 1$ , para  $R_f \gg x_i$  tenemos:

$$\Phi_i(t) \approx \omega_s t + \frac{\omega_s}{c} x_i (\sin \theta_f - \sin \theta) \quad (2.18)$$

Analizando esta expresión, se puede ver que, para cada instante de tiempo, el término  $\omega_s t$  es igual para todos los datos de apertura y, por tanto, la *dispersión de las fases* depende únicamente del segundo término. Así, para un reflector situado en el foco F ( $\theta = \theta_f$ ), la fase  $\Phi_i(t)$  es igual para los  $N$  datos de apertura mientras que, para un reflector ubicado fuera del foco ( $\theta \neq \theta_f$ ), la fase varía linealmente con la posición  $x_i$  del elemento. De este modo, se puede discriminar si un reflector se encuentra o no en el foco midiendo la dispersión de las fases de los datos de apertura.

Si consideramos un array lineal con elementos equiespaciados, la posición de cada elemento a lo largo del eje  $x$  es

$$x_i = \left( i - \frac{N+1}{2} \right) d \quad 1 \leq i \leq N \quad (2.19)$$

Sustituyendo esta expresión en (2.18) y manteniendo sólo el segundo término de la suma (que depende de la posición del elemento) se obtiene el valor de la fase instantánea en función del índice  $i$  al elemento del array:

$$\Phi_i \approx \frac{\omega_s d}{c} \left( i - \frac{N+1}{2} \right) (\sin \theta_f - \sin \theta) \quad (2.20)$$

Por otra parte, la desviación estándar muestral del conjunto de fases  $\{\Phi_i\}$  es:

$$\sigma_\Phi = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^{i=N} \left( \Phi_i - \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{i=N} \Phi_i \right)^2} \quad (2.21)$$

Sustituyendo (2.20) en (2.21) y operando se obtiene la desviación estándar de las fases absolutas de los datos de apertura en función de la posición angular  $\theta$  del reflector:

$$\sigma_\Phi(\theta) = std(\Phi) = \frac{\pi}{\sqrt{3}} \frac{d}{\lambda} \sqrt{N^2 - 1} |\sin \theta_f - \sin \theta| \quad (2.22)$$

donde  $\lambda$  es la longitud de onda. Para  $N \gg 1$  y, teniendo en cuenta que la apertura total del array es  $D = N \cdot d$ ,

$$\sigma_\Phi(\theta) \approx \frac{\pi}{\sqrt{3}} \frac{D}{\lambda} |\sin \theta_f - \sin \theta| \quad (2.23)$$

La Figura 2.2 muestra esta función para  $N=64$ ,  $d=\lambda/2$  y  $\theta_f = \{0^\circ, 20^\circ, 60^\circ\}$ . De (2.23) se deduce que  $\sigma_\Phi(\theta)$  vale cero únicamente cuando el reflector se encuentra en el foco ( $\theta=\theta_f$ ), variando linealmente con la diferencia entre los senos de las posiciones angulares del reflector y del foco. El máximo de  $\sigma_\Phi(\theta)$  se produce cuando:

$$\sigma_\Phi^{\max} = \frac{2\pi D}{\sqrt{3}\lambda} \quad \text{con } \theta_f = \pm\pi/2 \text{ y } \theta = \mp\pi/2 \quad (2.24)$$

Para un array con  $N$  elementos a distancias  $d = \lambda/2$ ,  $\sigma_\Phi^{\max} = \pi N/\sqrt{3}$ , lo que significa que para  $N=128$ ,  $\sigma_\Phi^{\max} > 230$  radianes.

### 2.3.2 Factor de coherencia de fase absoluta (FCA)

El valor de  $\sigma_\Phi$  proporciona una *medida directa del nivel de coherencia* de las señales recibidas y, como tal, puede utilizarse para estimar su procedencia. Cada muestra de la salida del conformador tendrá asociado un valor de  $\sigma_\Phi$ , que será cero solamente si el reflector que la

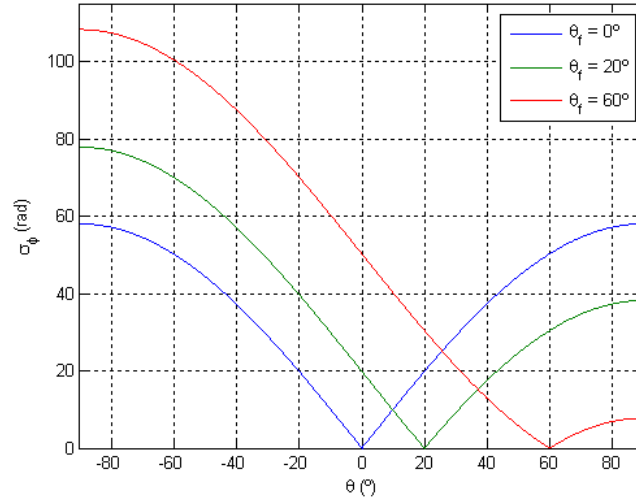


Figura 2.2 – Desviación estándar de las fases absolutas de los datos de apertura en función de la posición angular del reflector y para distintos ángulos de deflexión  $\theta_f$  ( $N=64$ ,  $d=\lambda/2$ )

generó está ubicado en el foco, información que se puede utilizar para ponderar cada muestra conformada según (2.11). De forma estricta, podrían eliminarse aquellas muestras conformadas cuyo valor de  $\sigma_\Phi$  fuese mayor que un cierto umbral de dispersión de las fases  $\sigma_U$ . Para ello, se define el *factor de coherencia umbralizado*:

$$\begin{cases} FCU = 1 & \text{para } \frac{\sigma_\Phi}{\sigma_U} \leq 1 \\ FCU = 0 & \text{para } \frac{\sigma_\Phi}{\sigma_U} > 1 \end{cases} \quad (2.25)$$

$FCU$  proporciona un valor binario (0 o 1) que elimina o mantiene, respectivamente, las indicaciones de la suma coherente al aplicar (2.11). En el límite,

$$\lim_{\sigma_U \rightarrow 0} (FCU) = \delta(\theta_f) \quad (2.26)$$

Esto es, para un valor arbitrariamente bajo de  $\sigma_U$ ,  $FCU$  tiende a una *delta de Dirac* situada sobre la dirección del foco,  $\theta_f$ . En este caso sólo se mantendrían las indicaciones procedentes estrictamente del foco, y el lóbulo principal resultante del producto (2.11) sería infinitamente estrecho.

Sin embargo, esta definición binaria del factor de coherencia no resulta práctica. El ruido o los errores de discretización de los retardos, por ejemplo, pueden aumentar ligeramente la

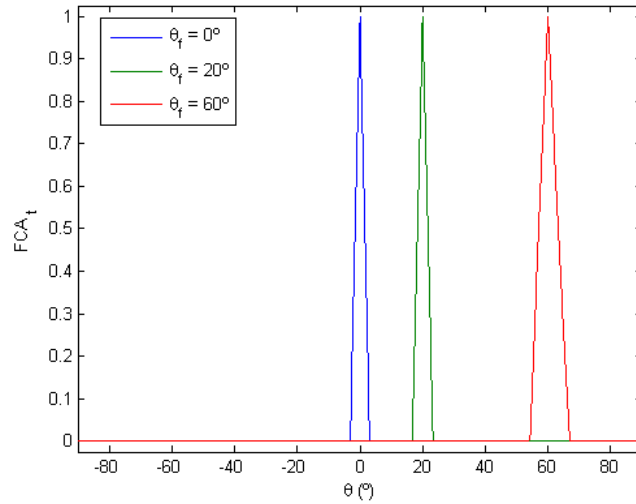


Figura 2.3 – Factor de coherencia de fase absoluta teórica ( $FCA_t$ ) para distintas posiciones angulares del foco ( $0^\circ$ ,  $20^\circ$ ,  $60^\circ$ ) y  $\sigma_U = \pi$  ( $N=64$ ,  $d=\lambda/2$ ).

disparidad entre las fases de señales procedentes del foco, con lo que el  $FCU$  podría anularse, eliminando por completo las indicaciones generadas por reflectores reales ubicados dentro del lóbulo principal.

Más conveniente es definir los factores de coherencia como *funciones continuas*, monótonamente decrecientes con valores crecientes de  $\sigma_\Phi$ , que tomen valores en el intervalo  $[0, 1]$ . Al multiplicar cada muestra de salida del conformador por un factor de estas características, no se corre el riesgo anterior. En el caso de ruido o errores de focalización, simplemente se produciría alguna *pérdida* de amplitud.

Para ello, se define el Factor de Coherencia de Fase Absoluta teórico  $FCA_t$  como:

$$FCA_t = \max\left(0, 1 - \frac{\sigma_\Phi}{\sigma_U}\right) \quad (2.27)$$

El subíndice  $t$  indica que se calcula a partir de los valores de las fases absolutas según (2.17), que sólo tienen significado *teórico*, ya que no pueden ser medidas cuando hay más de un reflector. Para cualquier valor del umbral  $\sigma_U > 0$ ,  $FCA_t$  vale 1 sólo cuando  $\sigma_\Phi = 0$  (en el foco), disminuye progresivamente al aumentar  $\sigma_\Phi$  y se anula para  $\sigma_\Phi \geq \sigma_U$ . El valor que se asigne a  $\sigma_U$  determina el *máximo valor de dispersión admitido* antes de anular el  $FCA_t$ . Esto permite fijar la anchura del lóbulo principal resultante, como se expone en la próxima sección. La Figura 2.3 muestra el  $FCA_t$  para el ejemplo de la Figura 2.2 con  $\sigma_U = \pi$ .

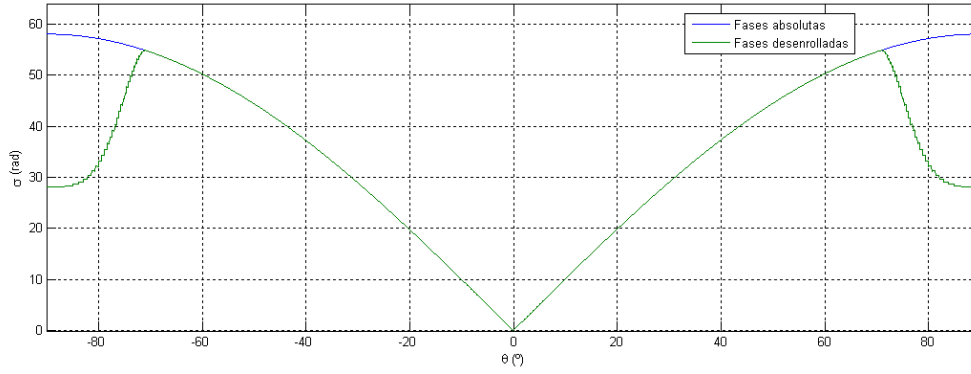


Figura 2.4 – (Verde) Fases desenrolladas y (Azul) fases absolutas en función de la posición angular del reflector.

Las fases absolutas  $\Phi_i$  no son medibles, pero sí sus valores principales  $\varphi_i$  (ver §2.3.3). Pueden obtenerse estimaciones de  $\Phi_i$  a partir de  $\varphi_i$  mediante algoritmos de *desenrollado de fase* (*phase unwrapping*). Uno de los más utilizados recorre el vector de fases  $\varphi_i$  desde  $i=2$  hasta  $i=N$ , calculando las diferencias  $\Delta\varphi_i = \varphi_i - \varphi_{i-1}$ . Si  $|\Delta\varphi_i|$  es mayor a  $\pi$ , se resta  $\text{sign}(\Delta\varphi_i) \cdot 2\pi$  a las fases  $\varphi_i$  siguientes, desde  $i$  hasta  $N$ .

Llamando  $\sigma_w$  a la desviación estándar de las fases desenrolladas obtenidas mediante este algoritmo, el *factor de coherencia de fase absoluta*  $FCA$  de aplicación práctica es:

$$FCA = \max\left(0, 1 - \frac{\sigma_w}{\sigma_u}\right) \quad (2.28)$$

La Figura 2.4 compara la función  $\sigma_w$  con la desviación estándar de las fases teóricas absolutas  $\sigma_\Phi$ . Ambas coinciden hasta un cierto valor de  $\theta$ , a partir del cual la desviación estándar de las fases desenrolladas es menor que la de las fases absolutas. Este valor de  $\theta$  coincide con el ángulo en el que la diferencia de fases absolutas entre dos elementos consecutivos del array es mayor a  $\pi$ , donde el algoritmo de desenrollado descrito deja de funcionar.

Derivando la ecuación (2.18) con respecto a la posición del elemento  $x$  se obtiene (omitiendo el subíndice  $i$ ):

$$\frac{\partial \varphi}{\partial x} = \frac{\omega_s}{c} (\sin \theta_f - \sin \theta) \quad (2.29)$$

y, por lo tanto, para que la diferencia de fase entre dos elementos consecutivos sea, en valor absoluto, menor a  $\pi$ :

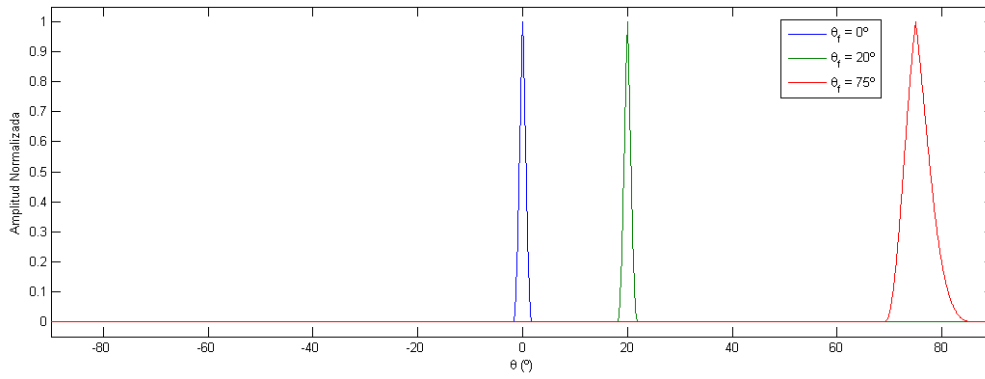


Figura 2.5 – Patrón lateral resultante al aplicar el  $FCA$  calculado sobre las fases desenrolladas, para tres posiciones angulares del foco (Azul)  $\theta_f=0^\circ$  (Verde)  $\theta_f=20^\circ$  (Rojo)  $\theta_f=75^\circ$ , con  $N=64$ ,  $d=\lambda/2$ ,  $R=R_u$ ,  $\sigma_U=\pi/\sqrt{3}$ .

$$\left| \frac{\partial \varphi}{\partial x} \right| d = \frac{2\pi d}{\lambda} |\sin \theta_f - \sin \theta| \leq \pi \quad (2.30)$$

Despejando  $\theta$ ,

$$|\theta| \leq \left| \sin^{-1} \left( \sin \theta_f \pm \frac{\lambda}{2d} \right) \right| \quad (2.31)$$

Según esta ecuación, para un array con  $d=\lambda/2$  y  $\theta_f=0$ , el intervalo angular para el cual las fases se desenrollan correctamente es  $\pm 90^\circ$ . Sin embargo, en la Figura 2.4, el rango de validez es menor (aprox.  $\pm 70^\circ$ ). Esto se debe a que la ecuación (2.18) es una aproximación y, por tanto, las diferencias de fase *reales* entre elementos contiguos son algo superiores a las obtenidas a partir de (2.30). En la práctica, puesto que los mayores ángulos de deflexión son, típicamente,  $\max(|\theta_f|) < 70^\circ$ , ambos resultados son equivalentes para  $d=\lambda/2$ , con lo que  $FCA = FCA_i$  en la mayoría de las aplicaciones prácticas.

La Figura 2.5 muestra el patrón lateral resultante al aplicar el  $FCA$  calculado a partir de (2.28) para distintas posiciones angulares del foco  $\theta_f$ . En todos los casos, el  $FCA$  vale cero fuera del lóbulo principal del patrón de radiación original.



### 2.3.2.1 Cálculo de $\sigma_U$ en función del patrón lateral del array

Al ponderar las muestras conformadas con el factor de coherencia según (2.11), el patrón lateral del array en recepción se modifica. En general, el nivel de los lóbulos laterales será más bajo, o incluso nulo, y se reducirá la anchura del lóbulo principal en función del valor asignado a  $\sigma_U$ .

El factor de array  $FA(\theta)$  está dado por (1.16), que se repite aquí:

$$FA(\theta) = \left| \frac{\sin \left[ \frac{\pi D}{\lambda} (\sin \theta_f - \sin \theta) \right]}{\sin \left[ \frac{\pi d}{\lambda} (\sin \theta_f - \sin \theta) \right]} \right| \quad (2.32)$$

Se anula en las posiciones angulares:

$$\sin \theta_{zn} = \sin \theta_f \pm \frac{\lambda}{D} n \quad n = 1, 2, \dots \quad (2.33)$$

Para  $n=1$  (primer cero, que define la anchura del lóbulo principal según el criterio de Rayleigh, (§1.2.3)) y, sustituyendo (2.33) en (2.23), se obtiene:

$$\sigma_\Phi(\theta_{z1}) = \frac{\pi}{\sqrt{3}} \quad (2.34)$$

Esto es, para que el patrón lateral resultante al aplicar (2.27) mantenga la anchura del lóbulo principal original entre ceros, debe elegirse  $\sigma_U = \pi/\sqrt{3}$ , que además elimina por completo los lóbulos laterales. Un valor mayor de  $\sigma_U$  también respeta la anchura original del lóbulo principal, pero no suprime completamente los lóbulos laterales.

La Figura 2.6 muestra el patrón lateral que resulta al ponderar la suma coherente con  $FCU$  y  $FCA_t$  utilizando  $\sigma_U = \pi/\sqrt{3}$ . En el primer caso, el lóbulo principal no se afecta ya que  $FCU$  vale 1 entre  $-\theta_{z1}$  y  $\theta_{z1}$  y 0 fuera de este intervalo. En el caso del  $FCA_t$ , si bien los cruces por cero del lóbulo principal se mantienen, éste se estrecha en el intervalo angular  $|\theta - \theta_f| < \theta_{z1}$ , debido a que el  $FCA_t$  varía de forma continua entre 1 (en  $\theta = \theta_f$ ) y cero (en  $|\theta - \theta_f| = \theta_{z1}$ ).

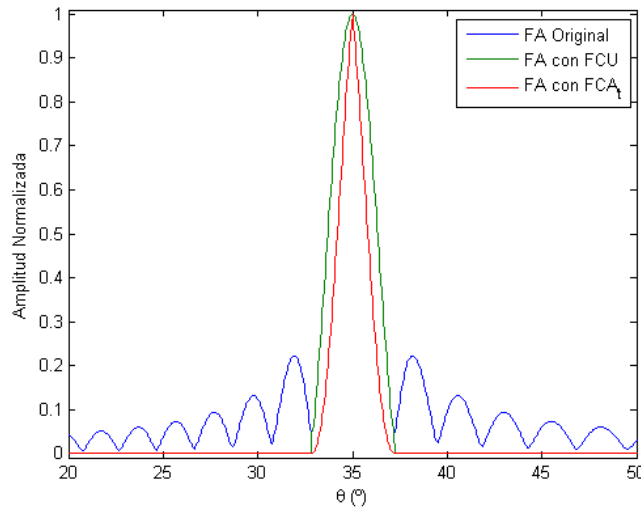


Figura 2.6 – Patrón lateral original (azul) y patrones laterales después de aplicar los factores  $FCU$  (verde) y  $FCA_t$  (rojo) con  $\sigma_\theta = \pi/\sqrt{3} \approx 1.81$ , ( $N=64$ ,  $d=\lambda/2$ ,  $\theta_f=35^\circ$ )

Para obtener una anchura de haz  $\Delta\beta$  arbitraria, inferior a la original  $\Delta\beta \leq \Delta\alpha$  (1.20):

$$\Delta\beta = \theta_z - \theta_f \quad (2.35)$$

donde  $\theta_z$  es el ángulo para el cual el patrón lateral resultante se hace cero, basta sustituir en (2.23) y calcular  $\sigma_U$  como:

$$\sigma_{U,\Delta\beta} = \frac{\pi}{\sqrt{3}} \frac{D}{\lambda} \left| \sin \theta_f - \sin(\Delta\beta + \theta_f) \right| \quad (2.36)$$

Por ejemplo, para reducir a la mitad el ancho del lóbulo principal original, el valor  $\Delta\beta$  debe ser igual a  $(\theta_{z1} - \theta_f)/2$ . Para el caso  $N=64$ ,  $d=\lambda/2$  y  $\theta_f=35^\circ$  se obtiene  $\sigma_U=0.91$ . La Figura 2.7 compara el FA original con el resultante al aplicar el  $FCU$  y el  $FCA_t$  para este caso.

Aproximando el segundo término de (2.36), cuando  $\Delta\beta$  es pequeño, por:

$$\sin(\Delta\beta + \theta_f) - \sin(\theta_f) \approx \sin(\Delta\beta) \quad (2.37)$$

y denominando  $\eta_\beta$  a la relación entre el ancho del lóbulo principal resultante y el ancho del lóbulo principal original, ambos según el criterio de Rayleigh:

$$\eta_\beta = \frac{\Delta\beta}{\Delta\alpha} = \frac{\Delta\beta}{\theta_{z1} - \theta_f} \quad (2.38)$$

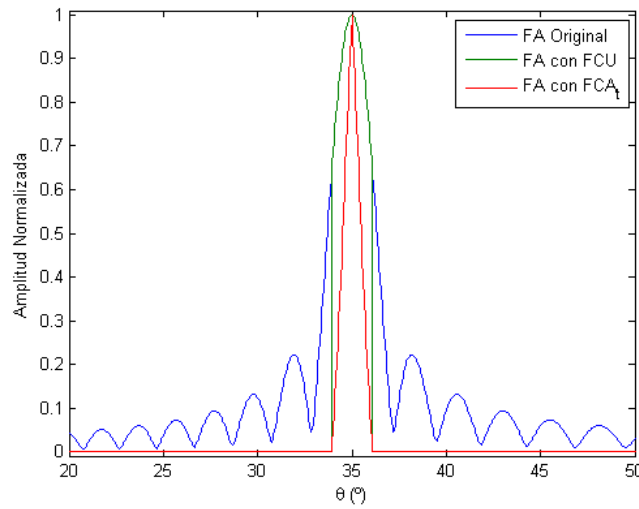


Figura 2.7 – Patrón lateral original (azul) y patrones laterales después de aplicar los factores  $FCU$  (verde) y  $FCA_t$  (rojo) con  $\sigma_U = 0.91$ . ( $N=64$ ,  $d=\lambda/2$ ,  $\theta_f=35^\circ$ )

De (2.33), teniendo en cuenta que  $(\theta_{z1} - \theta_f) \approx \lambda/D \ll 1$  tenemos que:

$$\sin(\Delta\beta) = \sin(\eta_\beta (\theta_{z1} - \theta_f)) \approx \eta_\beta \frac{\lambda}{D} \quad (2.39)$$

Sustituyendo este resultado en (2.36) se obtiene el valor del umbral en función de la reducción en la anchura del lóbulo principal,

$$\sigma_{U,\Delta\beta} \approx \frac{\pi}{\sqrt{3}} \eta_\beta \quad (2.40)$$

La Figura 2.8 muestra  $\sigma_U$  en función de  $\theta_f$  para distintos valores del parámetro  $\eta_\beta$  calculado a partir de la expresión exacta (2.36). Para valores del ángulo de deflexión  $\theta_f$  menores a  $70^\circ$ , la relación entre  $\sigma_{U,\Delta\beta}$  y  $\eta_\beta$  es prácticamente lineal, y puede aproximarse por la ecuación (2.40).

Dicho de otra forma, para reducir la anchura del lóbulo principal por un factor  $K$  con respecto a la original, basta con elegir  $\sigma_U$  según

$$\sigma_U = \frac{\pi}{\sqrt{3}} \frac{1}{K} \quad (2.41)$$

Por homogeneidad, en este trabajo se utilizará  $K=1$ , esto es,  $\sigma_U = \pi/\sqrt{3}$ . A pesar de que la posición de los ceros no se modifica, al aplicar el  $FCA$  se reduce la anchura del lóbulo

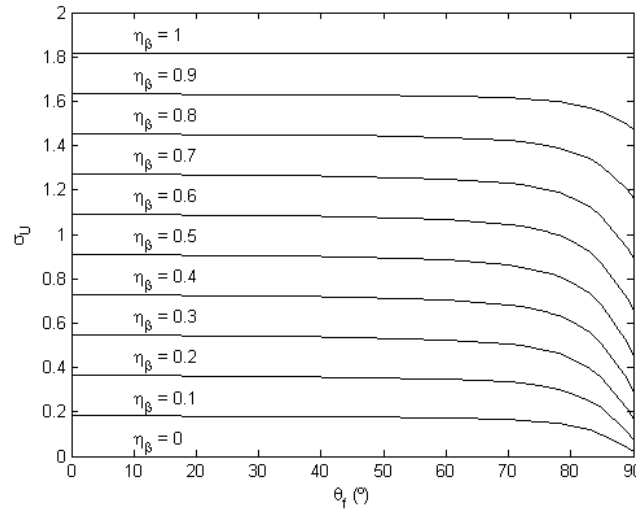


Figura 2.8 – Umbral  $\sigma_U$  en función de la posición angular del foco  $\theta_f$  para distintos anchos de lóbulo principal, normalizados al primer cruce por cero del  $FA$  original.

principal medida como la posición angular a la cual el patrón lateral cae a un determinado nivel (-6 dB según el criterio FWHM), como se aprecia en la Figura 2.6 (procesamiento con  $FCA_t$  o  $FCA$ ).

Es interesante observar que el valor  $\sigma_U = \pi/\sqrt{3}$  coincide con la desviación estándar  $\sigma_\theta$  de una variable aleatoria uniformemente distribuida en el intervalo  $[-\pi, \pi)$ . Esta circunstancia se analiza con más detalle en la próxima sección.

### 2.3.3 Obtención de las fases a partir de los datos de apertura

Aunque la fase absoluta de las señales recibidas está determinada por los tiempos de vuelo desde el reflector a cada elemento del array (2.17), en la práctica no es posible medirla directamente cuando hay más de un reflector. Es necesario entonces extraer la información de fase directamente de los datos de apertura. Para el análisis en onda continua, es conveniente utilizar la señal analítica,

$$E(t) = Ae^{-j\omega_s t} \quad (2.42)$$

como la representación de la señal emitida  $e(t)$  dada en (2.14), que se corresponde con la parte real de (2.42). Una de las propiedades de esta representación, es que la fase instantánea de la función compleja  $E(t)$  es la misma que la de la señal  $e(t)$ . Además, el módulo de la representación analítica se corresponde con la envolvente de la señal real, en este caso constante y de valor  $A$ . Del mismo modo, la representación analítica de los datos de apertura para el elemento  $i$ , (2.16) será,

$$S_i(t) = Ae^{j\varphi_i(t)} \quad (2.43)$$

o, alternativamente,

$$S_i(t) = SI_i(t) + jSQ_i(t) \quad (2.44)$$

donde  $SI_i$  y  $SQ_i$  son la parte real e imaginaria, respectivamente, también denominadas *componentes en fase* y *en cuadratura*. La fase instantánea del dato de apertura del elemento  $i$  se calcula como:

$$\varphi_i(t) = \text{Arg}(S_i(t)) = \tan^{-1} \left( \frac{SQ_i(t)}{SI_i(t)} \right) \quad (2.45)$$

La función  $\tan^{-1}$  (considerando el signo de  $SI_i$  y  $SQ_i$ ) devuelve valores entre  $-\pi$  y  $\pi$ , que corresponden al *valor principal* de la fase  $\varphi$ . La componente en fase  $SI_i(t)$  es la señal real recibida por el elemento  $i$ , mientras que la componente en cuadratura  $SQ_i(t)$  puede calcularse a partir de la primera, lo que permite obtener la fase a partir de los datos de apertura.

Una forma de obtener la señal en cuadratura es mediante la *Transformada de Hilbert* [Oppenheim, 1989]. Definiendo el operador  $H(\cdot)$  como la transformada de Hilbert del argumento, la fase de los datos de apertura se obtiene mediante:

$$\varphi_i(t) = \tan^{-1} \left[ \frac{H(s_i(t))}{s_i(t)} \right] \quad (2.46)$$

existiendo diversas formas de realización con filtros FIR, como se describe en §5.2. Alternativamente, se pueden obtener directamente las componentes en fase y en cuadratura, mediante el muestreo de la señal analógica con dos relojes desfasados entre sí  $\frac{1}{4}$  del período de la frecuencia central del transductor [Ranganathan, 2004]. La implementación de este método es sencilla, pero requiere que el ancho de banda de las señales no sea muy elevado.

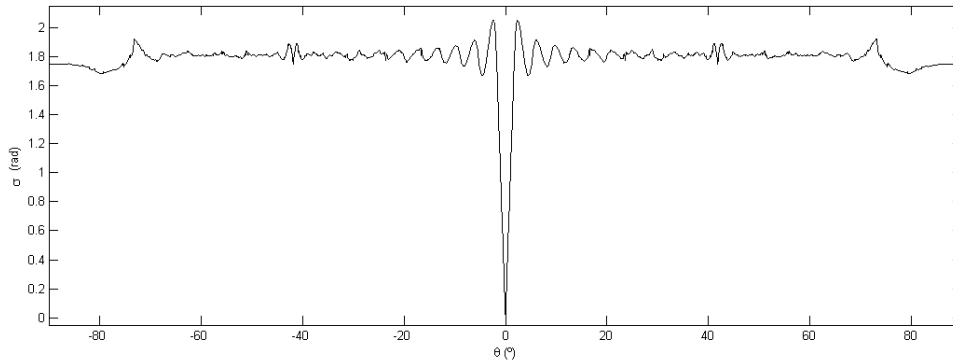


Figura 2.9 – Desviación estándar del valor principal de las fases,  $\sigma_\varphi$  ( $N=64$ ,  $d=\lambda/2$ ,  $R=R_u$ )

Debido a que  $\varphi_i$  toma valores entre  $-\pi$  y  $\pi$ , su desviación estándar será diferente, en general, a la desviación estándar de las fases absolutas  $\Phi_i$ , cuyo rango es de  $-\infty$  a  $\infty$ . Se define entonces:

$$\sigma_\varphi = std(\varphi_i(t)) \quad (2.47)$$

como la desviación estándar del valor principal de la fases de los datos de apertura, considerando la fase como una variable lineal en  $[-\pi, \pi)$ . Para esta función no existe una expresión cerrada como en el caso de la fase absoluta (ec. (2.23)) y, por tanto, los resultados han de obtenerse mediante cálculo numérico.

La Figura 2.9 muestra  $\sigma_\varphi$  en función de la posición angular del reflector para un array de 64 elementos separados  $\lambda/2$ . El foco está ubicado en el límite del campo cercano y con una posición angular  $\theta_f = 0^\circ$ . La desviación estándar del valor principal de las fases  $\sigma_\varphi$  vale cero para  $\theta = \theta_f$  y, a medida que el reflector se aleja de la posición angular del foco, se estabiliza en torno a cierto valor medio con algunas oscilaciones.

Con el fin de analizar este comportamiento, la Figura 2.10 muestra las fases absolutas  $\Phi_i$  (izquierda) y su valor principal  $\varphi_i$  (derecha), para tres posiciones angulares del reflector, con  $1 \leq i \leq N$ . Cuando se sitúa en  $\theta = 1^\circ$  (arriba), las fases absolutas de los datos de apertura están comprendidas en un intervalo de tamaño  $2\pi$  (marcado con líneas de puntos en la figura), y por lo tanto su valor principal no presenta discontinuidades. La desviación estándar es la misma para las dos funciones ( $\sigma_\varphi = \sigma_\Phi$ ) en este caso.

Sin embargo, para  $\theta = 2.5^\circ$  (centro) y  $\theta = 38^\circ$  (abajo), la variación de las fases absolutas es mayor a  $2\pi$  (en el último caso, el intervalo es próximo a  $40\pi$ ). Así, mientras que la fase absoluta  $\Phi$  aumenta con la desviación angular respecto a  $\theta_f$ , su valor principal  $\varphi$  está acotado

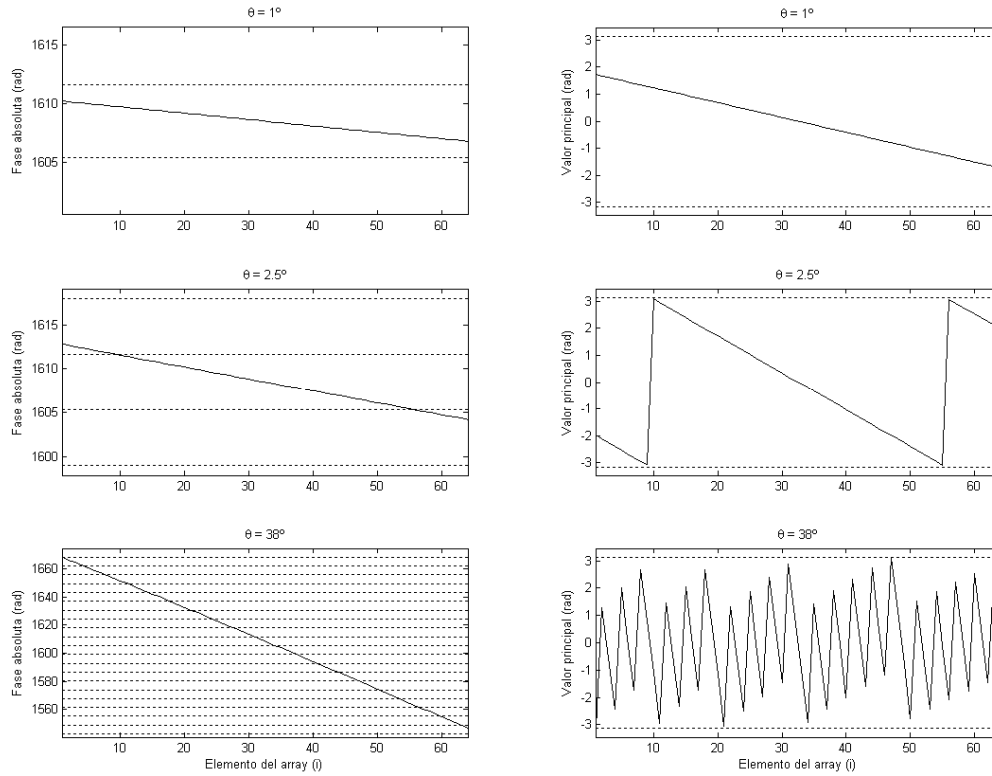


Figura 2.10 – Fases absolutas (izq.) y valor principal de las fases (dcha.) en función del elemento del array para:  $\theta=1^\circ$  (arriba),  $\theta=2.5^\circ$  (centro) y  $\theta=38^\circ$  (abajo). Las líneas de puntos corresponden a valores de la fase múltiplos de  $2\pi$ . ( $N=64$ ,  $d=\lambda/2$ , y  $R=R_u$ )

entre  $-\pi$  y  $\pi$ , lo que limita el valor de  $\sigma_\varphi$ . De hecho, el máximo de  $\sigma_\varphi$  en la Figura 2.9 es ligeramente superior a 2, mientras que el de  $\sigma_\Phi$  alcanza un valor  $N$  veces superior (ec. (2.24)).

¿En qué intervalo angular es  $\sigma_\varphi = \sigma_\Phi$ ? En el primer cero del patrón lateral las fases de los datos de apertura se distribuyen uniformemente, pues la suma de los vectores unitarios correspondientes es nula. En este punto, el intervalo de las fases absolutas de los datos de apertura es igual a  $2\pi$ . Recordando de (2.41) que el valor del umbral  $\sigma_U = \pi/\sqrt{3}$  respeta la anchura (entre ceros) del lóbulo principal ( $K=1$ ), significa que  $\sigma_\varphi = \sigma_\Phi$  dentro del lóbulo principal, esto es:

$$\sigma_\varphi = \sigma_\Phi \quad \text{para } |\theta - \theta_f| \leq \theta_{z1} \quad (2.48)$$

El valor medio de  $\sigma_\varphi$  fuera del foco es igual a  $\pi/\sqrt{3}$  que, asimismo, coincide con la desviación estándar  $\sigma_0$  de una variable aleatoria con distribución uniforme en  $[-\pi, \pi]$ , mientras que el de  $\sigma_\Phi$  crece para mayores desviaciones angulares. De este modo, el valor

principal de las fases de los datos de apertura se comporta, prácticamente, como una variable aleatoria uniformemente distribuida en  $[-\pi, \pi)$  cuando el reflector está fuera del lóbulo principal y el número  $N$  de elementos es suficientemente grande.

La elección de  $\sigma_U = \sigma_0 = \pi/\sqrt{3}$  en (2.27) o (2.28) proporciona un factor de coherencia  $FCA$  *normalizado*, caracterizado por mantener la anchura del lóbulo principal entre ceros. A efectos de comparación, la misma idea se utilizará para otros factores de coherencia, asignando al umbral  $\sigma_U$  el valor de la desviación estándar de la variable correspondiente cuando ésta se distribuye uniformemente.

### 2.3.4 Factor de Coherencia de Fase (FCF).

Estrictamente, el valor principal de la fase  $\varphi_i$  es una variable circular, pues no existe discontinuidad en el paso de  $\varphi = -\pi$  a  $\varphi = +\pi$ . Sin embargo, vale la pena analizar el comportamiento de un factor de coherencia del valor principal de las fases,  $FCF$ , para el que, simplemente se sustituye  $\sigma_\Phi$  por  $\sigma_\varphi$  en (2.27) y, por tanto, se trata como una variable lineal:

$$FCF = \max\left(0, 1 - \frac{\sigma_\varphi}{\sigma_U}\right) \quad (2.49)$$

Al calcular el  $FCF$  a partir de  $\sigma_\varphi$  se producen algunas diferencias respecto al  $FCA_t$  definido a partir de  $\sigma_\Phi$ . Por un lado, como  $\sigma_\varphi$  está acotada con un valor en la zona de los lóbulos laterales en torno a  $\sigma_0 = \pi/\sqrt{3}$ , la supresión de los lóbulos laterales será menor al utilizar el  $FCF$  que el  $FCA_t$  (Figura 2.11). Por otra parte, debido a las discontinuidades en las fases al pasar de  $-\pi$  a  $\pi$ , la anchura del lóbulo principal resultante depende de la profundidad del foco  $R_f$ . Para mostrar este efecto, la Figura 2.12 (arriba) muestra  $\sigma_\varphi$  para  $R_f = R_u + \lambda/2$  (esto es, fin del campo cercano  $+\lambda/2$ ). En este caso  $\sigma_\varphi = 0$  únicamente para  $\theta = \theta_f$  ya que, para los valores de  $\theta$  más cercanos a  $\theta_f$  las fases se agrupan alrededor de  $\pm\pi$  y la desviación estándar  $\sigma_\varphi$  resulta próxima a  $\pi$  (Figura 2.12, abajo).

Este comportamiento es muy poco deseable, ya que las indicaciones generadas por reflectores muy próximos al foco podrían perderse por completo al producir factores de coherencia prácticamente nulos.



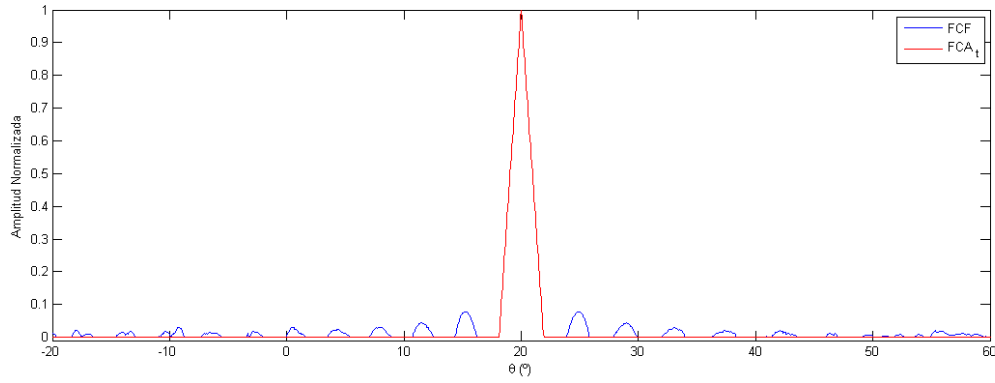


Figura 2.11 – Factores de coherencia  $FCF$  (azul) y  $FCA_t$  (rojo) con  $\sigma_U = \pi/\sqrt{3}$ . ( $N=64$ ,  $d=\lambda/2$ ,  $\theta_f=20^\circ$ )

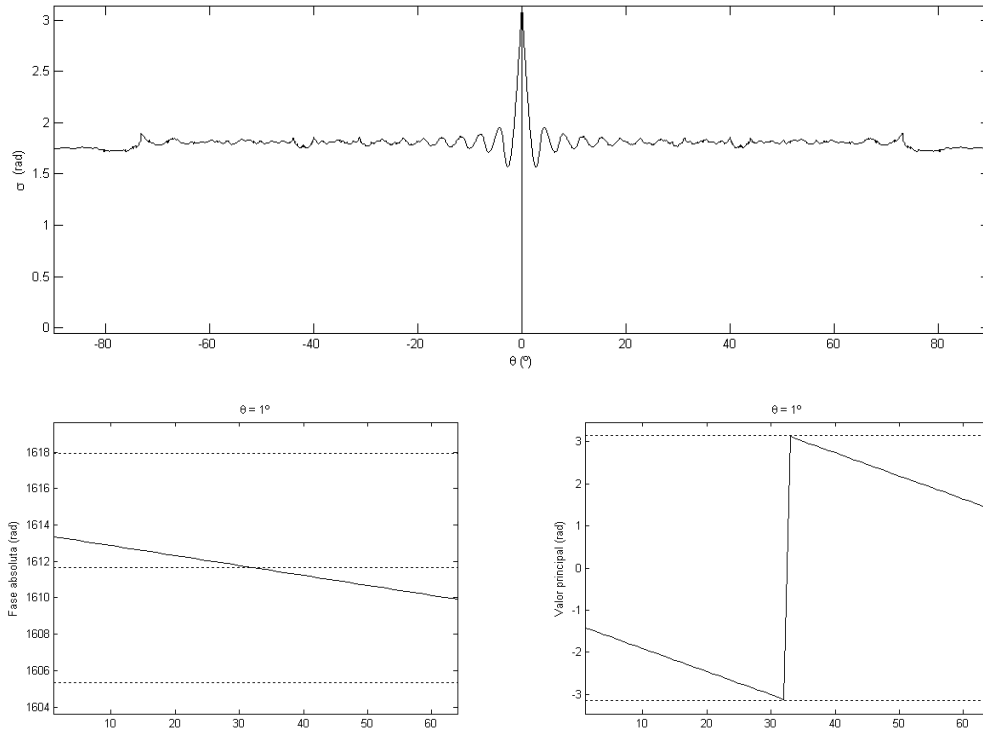


Figura 2.12 – (Arriba) Desviación estándar del valor principal de las fases de los datos de apertura para  $N=64$ ,  $d=\lambda/2$ , y  $R=R_u + \lambda/2$  (Abajo) Fases absolutas (izq.) y valor principal (dcha.) para  $\theta=1^\circ$ .

Siempre que la diferencia de fase entre dos elementos adyacentes sea menor a  $\pi$ , se pueden eliminar las discontinuidades en el valor principal de la fase. Se propone un algoritmo, de fácil implementación, que obtiene un conjunto de fases auxiliares  $\varphi^A$ :

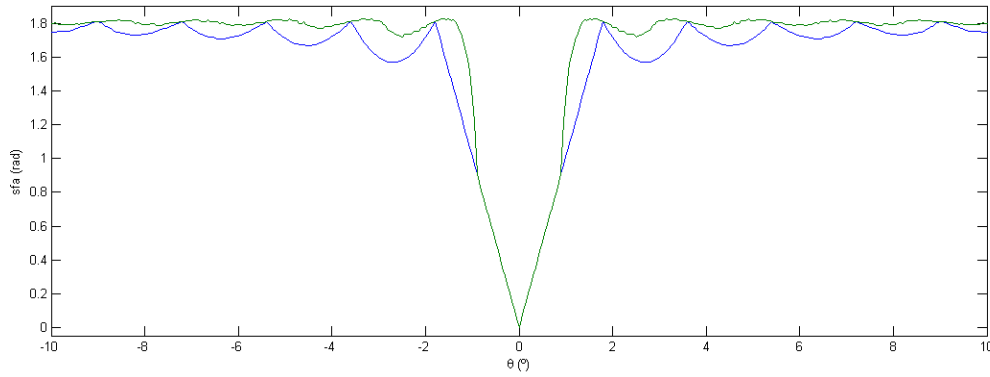


Figura 2.13 – Valores de la función  $sfa$  para  $R = R_u$  (trazo azul) y  $R = R_u + \lambda/4$  (trazo verde) con  $N=64$ ,  $d=\lambda/2$  y  $\sigma_U = \sigma_\phi = \pi/\sqrt{3}$

$$\begin{cases} \varphi^A = \varphi - \pi & \text{si } \varphi \geq 0 \\ \varphi^A = \varphi + \pi & \text{si } \varphi < 0 \end{cases} \quad (2.50)$$

que traslada la discontinuidad en  $\varphi = \pm\pi$  a  $\varphi = 0$ . Entonces, se calcula:

$$sfa = \min\{\sigma_\varphi, \sigma_\varphi^A\} \quad (2.51)$$

donde  $\sigma_\varphi^A$  es la desviación estándar de las fases auxiliares. La operación  $\min(\cdot)$  elimina las discontinuidades en torno a  $\pm\pi$ . El *Factor de Coherencia de Fase* queda:

$$FCF_A = \max\left(0, 1 - \frac{sfa}{\sigma_U}\right) \quad (2.52)$$

Este procedimiento mantiene el ancho del lóbulo principal para valores de  $R$  múltiplos de  $\lambda/2$ . La Figura 2.13 muestra un detalle de la función  $sfa$  en torno a la posición angular del foco para  $R = R_u + dR$ , con  $dR = \{0, \lambda/4\}$ . En el segundo caso (trazo verde) se aprecia cierta disminución de la anchura del lóbulo principal, esto es, sigue dependiendo de la distancia  $R_f$  a la que se sitúe el foco, aunque no de forma tan dramática como en el caso anterior, donde se reducía a 0.

Las variaciones se deben a que, para  $|\theta| > 0.9^\circ$  el valor principal de las fases presenta discontinuidades en  $\pm\pi$  y además cruces por cero. En esta situación el algoritmo propuesto elimina las discontinuidades, pero convierte los cruces por cero en nuevas discontinuidades,

aumentando el valor de la desviación estándar y, por consiguiente, reduciendo el valor del  $FCF_A$ .

El efecto de la variación de anchura de lóbulo principal con la profundidad se manifiesta de forma periódica (periodo  $\lambda/2$ ). Aunque su efecto en la imagen no es demasiado negativo en términos absolutos de anchura del haz y nivel de lóbulos laterales, el hecho de que sea periódico puede introducir artefactos visibles, que deben ser eliminados. Este aspecto se aborda en §3.2.1.1 al tratar las técnicas de generación de la imagen de coherencia.

### 2.3.5 Factor de Coherencia Circular (FCC).

Los problemas que introducen las discontinuidades en torno a  $\varphi = \pm\pi$  se evitan si se considera al valor principal de la fase de los datos de apertura como una variable circular (ver §2.1). Para ello, se consideran los vectores (ecuación (2.6)):

$$U_i = e^{j\varphi_i} = \cos \varphi_i + j \sin \varphi_i = (\cos \varphi_i, \sin \varphi_i) \quad (2.53)$$

cuya desviación estándar,  $\sigma_C$  está dada por la ecuación (2.8), repetida aquí:

$$\sigma_C = \sqrt{\text{var}(\cos \varphi) + \text{var}(\sin \varphi)} \quad (2.54)$$

También se deduce esta expresión a partir de la desviación estándar de los vectores  $U_i$ , que facilitará una interesante interpretación geométrica:

$$\sigma_C = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |U_i - \bar{U}|^2} \quad (2.55)$$

siendo  $\bar{U}$  el valor medio de  $U$ . Teniendo en cuenta que  $U = U_R + jU_I$ , y operando en (2.55):

$$\sigma_C = \sqrt{\sigma_R^2 + \sigma_I^2} \quad (2.56)$$

donde  $\sigma_R^2$  y  $\sigma_I^2$  representan las varianzas de la parte real e imaginaria de  $U$ :

$$\sigma_R^2 = \text{var}[\cos \varphi] \quad (2.57)$$

$$\sigma_I^2 = \text{var}[\sin \varphi] \quad (2.58)$$

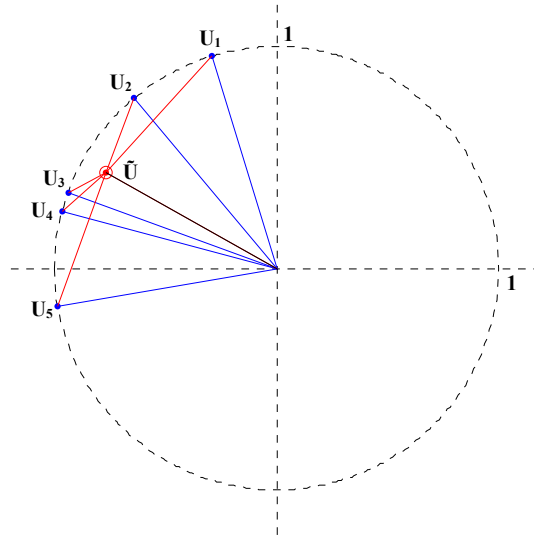


Figura 2.14 – Interpretación geométrica de la ecuación (2.55) para  $N=5$ .

La interpretación geométrica de (2.55) se muestra en la Figura 2.14 para  $N=5$ . Los trazos azules representan los vectores  $U_i$ , mientras que, en negro, se muestra el valor medio  $\tilde{U}$ . El término  $|U_i - \tilde{U}|$  representa la distancia Euclídea desde cada vector  $U_i$  hasta el vector medio  $\tilde{U}$  (vectores en color rojo). Por lo tanto, la ecuación (2.55) *mide la dispersión de las fases en las dos dimensiones del plano complejo*, eliminando los problemas asociados con la discontinuidad de las fases en torno a  $\theta = \pm\pi$ .

El máximo de (2.54) es  $\max(\sigma_C) = 1$ , y se obtiene cuando las fases se distribuyen uniformemente en el círculo unidad. Por tanto, el factor de coherencia circular podría definirse, simplemente, como  $FCC=1-\sigma_C$ . Pero, por homogeneidad con los factores ya definidos, se mantiene el umbral de ajuste  $\sigma_U$ , con  $\sigma_U=1$  para obtener el valor normalizado de  $FCC$ , que se define como:

$$FCC = \max\left(0, 1 - \frac{\sigma_C}{\sigma_U}\right) \quad (2.59)$$

La Figura 2.15 muestra, en decibelios, el factor de coherencia de fase  $FCF$  (ecuación (2.49) con  $\sigma_U=\pi/\sqrt{3}$ ) y el factor de coherencia circular  $FCC$  (ecuación (2.59) con  $\sigma_U=1$ ), en azul y verde respectivamente, para un array de  $N=64$  elementos, separados  $\lambda/2$  y  $\theta_f = 20^\circ$ . Se observa que, utilizando la desviación estándar de los vectores complejos, la reducción de los lóbulos laterales es mayor y el patrón es más regular que cuando las fases se consideran como variables lineales.

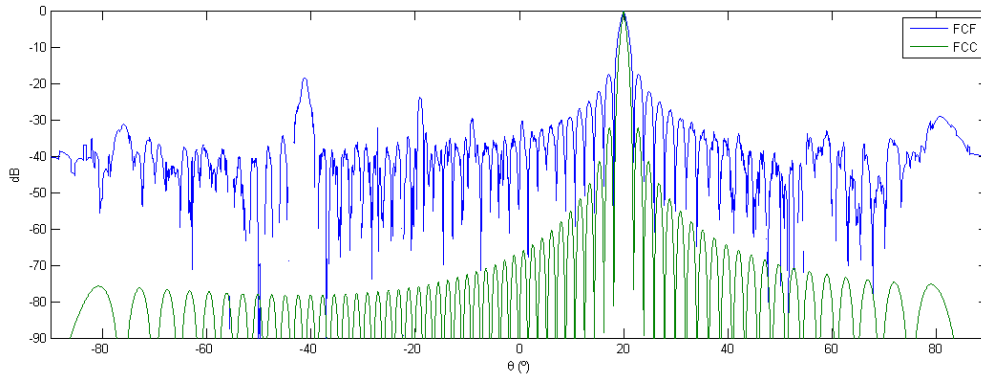


Figura 2.15 – Factores de coherencia  $FCF$  con  $\sigma_U = \pi/\sqrt{3}$  (azul) y  $FCC$  (verde) con  $\sigma_U=1$ .

### 2.3.6 Resumen comparativo de los factores de coherencia de fase.

A modo de resumen, la Figura 2.16 muestra el patrón en recepción resultante, en onda continua y con focalización dinámica, al ponderar la salida del conformador con distintos factores de coherencia de fase. Se supone  $N=64$ ,  $d=\lambda/2$ ,  $\theta_f=20^\circ$  y un rango dinámico de 70 dB. El umbral de ajuste  $\sigma_U$  se iguala a  $\sigma_\theta$ , esto es, la desviación estándar de la distribución uniforme correspondiente, que es  $\sigma_\theta=\pi/\sqrt{3}$  para  $FCF$  (variable lineal entre  $-\pi$  y  $\pi$ ) y  $\sigma_\theta = 1$  para  $FCC$  (variable circular). Para realizar una evaluación comparativa, también se utiliza  $\sigma_U=\pi/\sqrt{3}$  para el caso  $FCA$ , donde el rango de las fases absolutas abarca de  $-\infty$  a  $+\infty$ .

Si bien todos los métodos reducen de forma notable los lóbulos laterales presentes en el patrón original (a), existen algunas diferencias destacables. Así, al utilizar directamente el valor principal de las fases para calcular  $FCF$  (ecuación (2.49)), la anchura del haz resultante depende de la profundidad del foco, apareciendo un patrón horizontal periódico o de “persiana” que estará presente en la imagen (b).

Al utilizar la función  $sfa$  para calcular  $FCF_A$  (ecuación (2.52)), este patrón se suaviza y el haz es más homogéneo en profundidad, con niveles de lóbulos laterales apenas por encima de -70 dB (c). Calculando la desviación estándar a partir de los vectores complejos (2.59) se obtiene una mayor reducción de los lóbulos laterales y se eliminan por completo las variaciones en la anchura del lóbulo principal con la profundidad (d).

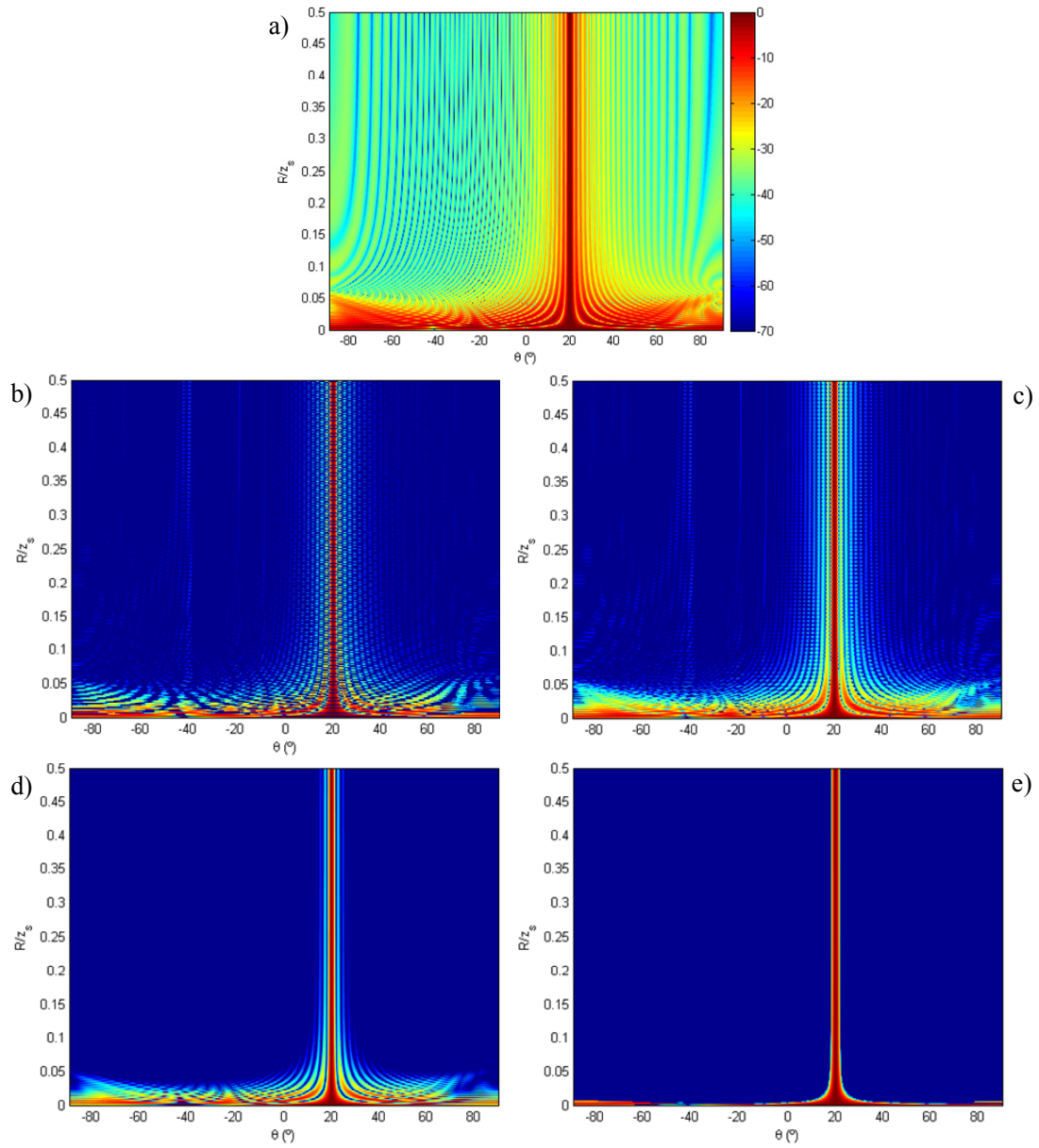


Figura 2.16 – Simulaciones del patrón en recepción desde  $R = 0$  hasta  $R = 0.5R_u$ : a) Original; b) con  $FCF$  a partir del valor principal de las fases; c) con  $FCF_A$  a partir de la función  $sfa$ ; d) con  $FCC$  a partir de la función  $\sigma_C$ ; e) con  $FCA$  a partir de  $\sigma_W$  (fases desenrolladas). Rango dinámico 70 dB,  $N=64$ ,  $d=\lambda/2$ ,  $\sigma_U=\sigma_0$  y  $\theta_f=20^\circ$ .

El mejor resultado se obtiene al utilizar las fases desenrolladas según (2.28), ya que se eliminan por completo los lóbulos laterales del patrón en recepción original y mejoran las características del haz en la región más cercana al transductor ( $R < R_u/10$ ) (e).

Cabe mencionar que estos resultados han sido obtenidos bajo la hipótesis de onda continua y señales sin ruido. Como se expone en el próximo capítulo, para señales de banda ancha, las

discontinuidades en la dirección de propagación (efecto “persiana”) pueden eliminarse filtrando los factores de coherencia, con lo cual el  $FCF$  y el  $FCF_A$  resultarán equivalentes. También se mostrará que, aunque el  $FCA$  produce la mayor reducción de los lóbulos laterales, su aplicación en situaciones reales con reflectores de diferente amplitud presenta problemas importantes.

## 2.4 El Factor de Coherencia de Signo (FCS)

El cálculo del  $FCF$  implica obtener la fase de los datos de apertura mediante la transformada de Hilbert (ecuación (2.46)). En el dominio digital, los valores de las fases estarán discretizados con una cierta resolución, determinada por el número de bits utilizados para su representación, y la discretización de las fases introduce errores en el cálculo de la desviación estándar.

La Figura 2.17 muestra el patrón lateral original (trazo azul) junto con los obtenidos al aplicar el  $FCF$ , discretizando los valores de fase con 4 bits en coma fija (trazo verde) y con 64 bits en coma flotante (trazo rojo). Las diferencias en los dos casos no son demasiado significativas.

La Figura 2.18 muestra, en dB, el error cuadrático medio entre el valor del  $FCF$  con fases calculadas en coma flotante y doble precisión (64 bits) y el obtenido al discretizar las fases con cierto número de bits (eje horizontal). Se observa que el  $FCF$  es muy poco sensible a la resolución de las fases. El error cometido al utilizar tan sólo 4 bits es inferior al 0.1% con respecto a utilizar 64 bits.

Este resultado sugiere la posibilidad de una discretización extrema con un único bit, donde el rango de las fases  $[-\pi, \pi)$  se divide en dos intervalos:

$$\Psi_i(k) = \begin{cases} \pi/2 & \text{para } \varphi_i(kT_s) \in [0, \pi] \\ -\pi/2 & \text{para } \varphi_i(kT_s) \in (-\pi, 0) \end{cases} \quad (2.60)$$

La Figura 2.19(izq) muestra la desviación estándar de  $\Psi_i$  para  $\theta_f = 0$ . Fuera de la posición angular del foco se aproxima a  $\pi/2$ , que se corresponde con la desviación estándar de una variable discreta que toma los valores  $\pi/2$  ó  $-\pi/2$  con igual probabilidad. Por tanto, se tomará  $\sigma_U = \pi/2$  como valor del umbral para el factor de coherencia basado en (2.60)

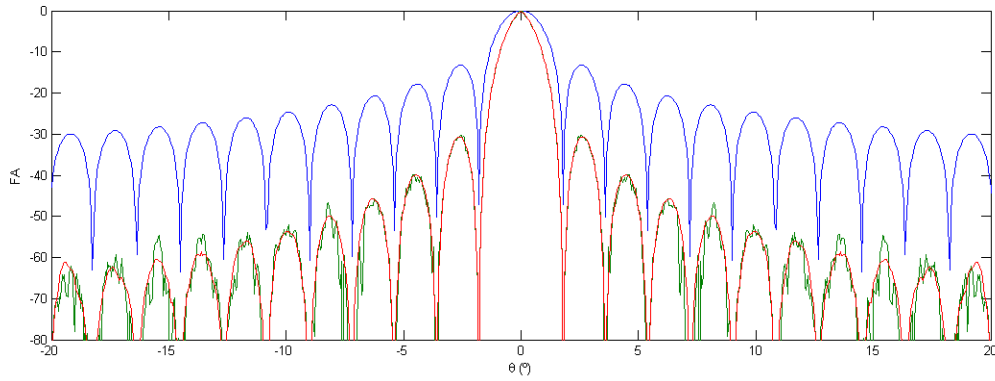


Figura 2.17 – Patrón lateral original (Azul) y después de aplicar el *FCF* discretizando las fases con 4 bits en coma fija (verde) y con 64 bits en coma flotante (rojo) ( $N=64$ ,  $d=\lambda/2$ ,  $R=R_u$ ,  $\sigma_\theta=\pi/\sqrt{3}$ ).

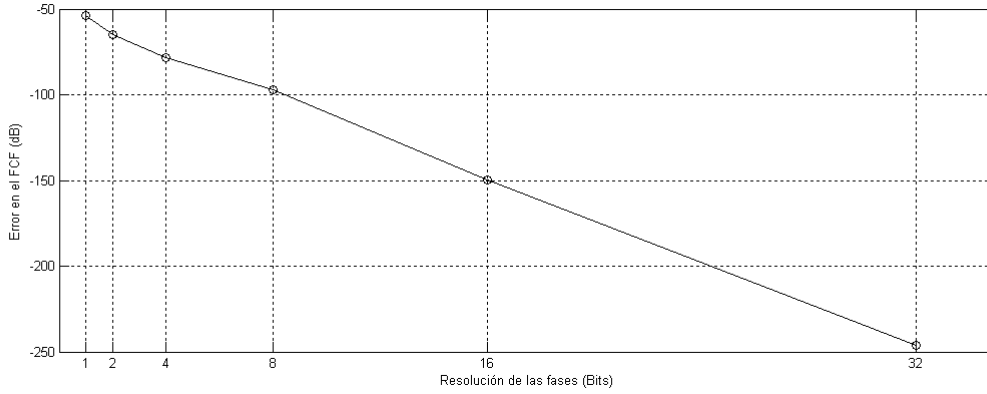


Figura 2.18 – Error cuadrático medio del factor de coherencia de fase en función de la cantidad de bits utilizados para discretizar las fases. (En decibelios con respecto a la representación en coma flotante con 64 bits)

La Figura 2.19(dcha) muestra, junto al patrón lateral original (trazo azul), los resultantes de aplicar el *FCF* con fases discretizadas a 1 bit y  $\sigma_U = \pi/2 \approx 1.57$  (trazo verde), y con 64 bits en coma flotante y  $\sigma_U = \pi/\sqrt{3} \approx 1.81$  (trazo rojo). La reducción de los lóbulos laterales es mayor al aplicar el *FCF* con una discretización de la fase a 1 bit, debido al menor valor del umbral  $\sigma_U$ . Sin embargo, el lóbulo principal a -6 dB es algo más ancho, ya que existe un intervalo angular en torno al foco donde todas las señales producen el mismo valor de  $\Psi$ .

La discretización en los dos intervalos definidos por (2.60) equivale a la extracción de la polaridad de la señal. Si los datos de apertura son de la forma

$$s(t) = A(t)\sin(\varphi(t)) \quad (2.61)$$



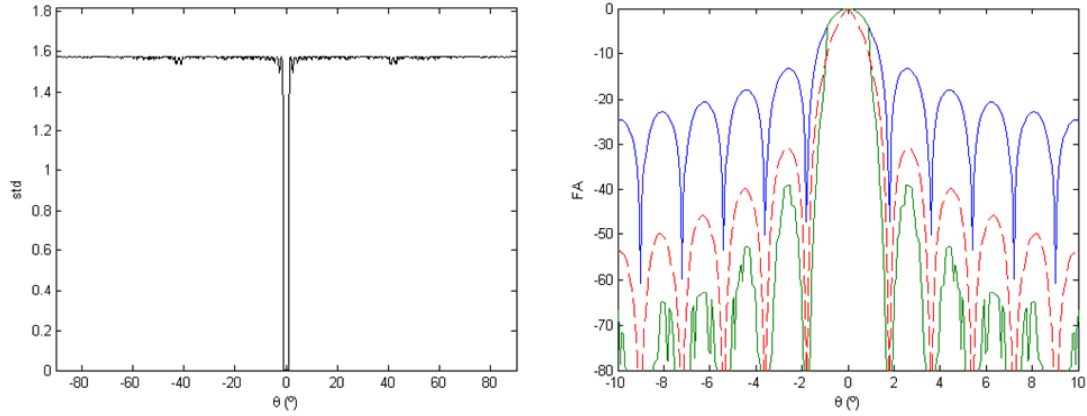


Figura 2.19 – (Izq) Desviación estándar de las fases discretizadas con 1 solo bit (Dcha) Patrón lateral original (azul) y después de aplicar el *FCF* discretizando las fases con 1 bit y  $\sigma_U = \pi/2$  (verde) y con 64 bits en coma flotante y  $\sigma_U = \pi/\sqrt{3}$  (rojo) ( $N=64$ ,  $d=\lambda/2$ ,  $R = R_u + \lambda/4$ ).

con  $A(t) > 0$ , los dos intervalos se corresponden con *el signo de  $s(t)$* . Esto introduce una simplificación notable, ya que no es necesario calcular la fase de las señales, basta con conocer su signo (1 bit) para calcular el *factor de coherencia*.

Para ello, se define la variable discreta  $b_i(k)$ :

$$b_i(k) = \begin{cases} +1 & \text{para } s_i(kT_m) \geq 0 \\ -1 & \text{para } s_i(kT_m) < 0 \end{cases} \quad (2.62)$$

que representa el signo del dato de apertura  $i$  en el instante de tiempo  $kT_m$ . La varianza de esta variable, omitiendo el índice  $k$  es:

$$\sigma_b^2 = \frac{N \sum_{i=1}^N b_i^2 - \left( \sum_{i=1}^N b_i \right)^2}{N^2} \quad (2.63)$$

y teniendo en cuenta que  $\sum b_i^2 = N$ ,

$$\sigma_b^2 = 1 - \left( \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N b_i \right)^2 \quad (2.64)$$

Por lo tanto, la varianza de los signos se calcula, únicamente, a partir del valor medio de los signos. Aunque la varianza podría utilizarse como una medida de dispersión, se usará la

desviación estándar por homogeneidad con las definiciones de los demás factores de coherencia.

El *Factor de Coherencia de Signo (FCS)* se define entonces como un caso particular del *FCF*:

$$FCS = 1 - \sigma_b = 1 - \sqrt{1 - \left( \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N b_i \right)^2} \quad (2.65)$$

Debido a que  $\sigma_b$  toma valores entre 0 y 1, no es necesario utilizar la función  $\max(\cdot)$  ni el parámetro  $\sigma_U$  para normalizar el *FCS*. Si se utilizara la varianza en lugar de la desviación estándar, el *FCS* sería igual al cuadrado de la media de los signos.

La ecuación (2.65) no contiene ningún parámetro que permita ajustar el nivel de atenuación de las señales que no provienen del foco (equivalente al umbral  $\sigma_U$  de los casos anteriores). Su aplicación se puede generalizar según:

$$FCS^p = \left( 1 - \sqrt{1 - \left( \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N b_i \right)^2} \right)^p \quad (2.66)$$

donde el parámetro  $p \geq 0$  permite ajustar la *sensibilidad* del método, siendo la ecuación (2.65) un caso particular de ésta con  $p=1$ .

En el resto del trabajo se supone  $FCS \equiv FCS^1$ , equivalente a la normalización realizada para otros factores de coherencia al hacer  $\sigma_U = \sigma_0$ .

La Figura 2.20 muestra, a la izquierda, el *FCS* para un foco ubicado en  $\theta_f = 30^\circ$ . En torno a esta posición  $FCS = 1$ , que corresponde al intervalo angular en el cual todas las señales tienen el mismo signo. Esto se observa claramente en la Figura 2.20(dcha), donde coinciden en dicho intervalo el patrón lateral original y el resultante al aplicar el *FCS*. En posiciones angulares algo más alejadas, el nivel del patrón lateral resultante se reduce rápidamente. Las irregularidades que muestra se deben a que la discretización con 1 bit genera discontinuidades en la desviación estándar al cambiar ligeramente la posición angular del reflector, y aparecen en niveles muy bajos ( $< -40$  dB).

Al igual que el *FCF* calculado directamente a partir del valor principal de las fases, el ancho del lóbulo principal obtenido con el *FCS* también depende de la profundidad  $R_f$  del reflector. El peor caso se da cuando  $R_f$  es un múltiplo de  $\lambda/2$ , ya que las fases se agrupan en

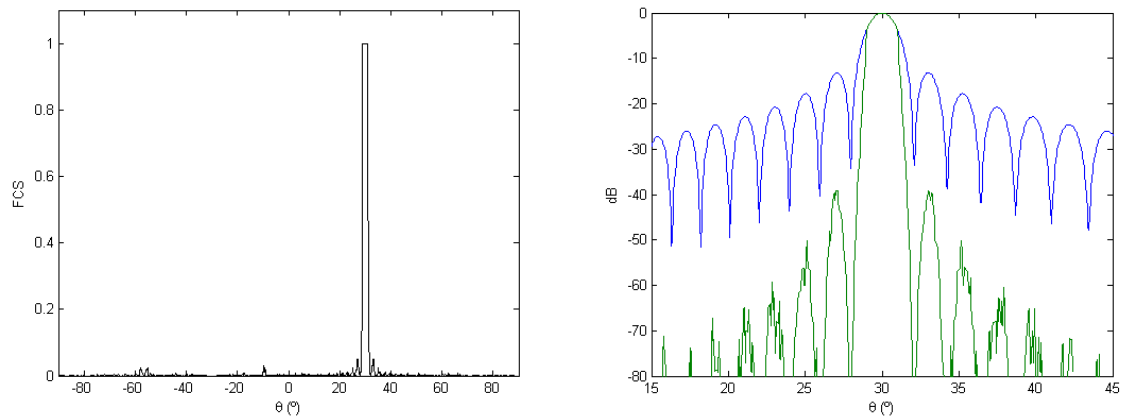


Figura 2.20 – (Izq) Factor de Coherencia de Signo (*FCS*) (Dcha) Patrón lateral original (azul) y después de aplicar el *FCS* (verde), ambos en decibelios ( $N=64$ ,  $d=\lambda/2$ ,  $R=R_u+\lambda/4$ ,  $\theta_f=30^\circ$ ).

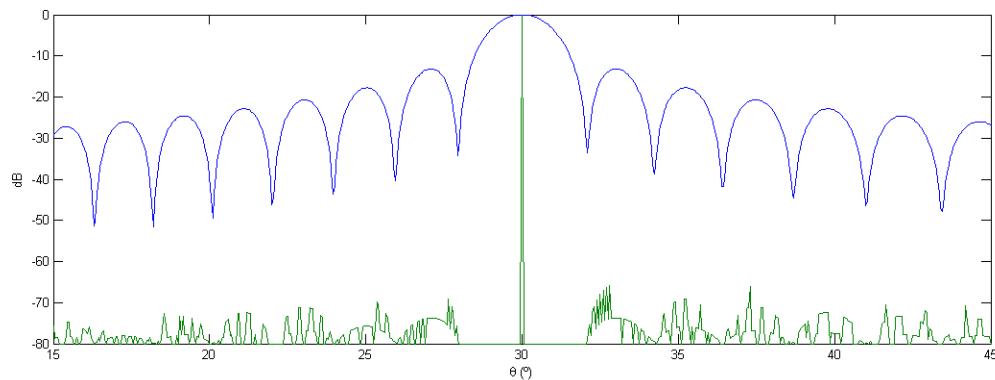


Figura 2.21 – Patrón lateral original (azul) y después de aplicar el *FCS* (verde) para  $R=R_u$  (Abajo)

torno a 0 ó  $2\pi$ . En cualquiera de las dos situaciones, una pequeña desviación angular con respecto al foco hace que la mitad de las señales tenga signo positivo y la otra mitad signo negativo, dando como resultado un factor de coherencia nulo (Figura 2.21). Esta situación es muy poco deseable, ya que los reflectores situados muy cerca del foco podrían perderse por completo.

En los casos anteriores, este problema se resuelve mediante la función *sfa* (*FCF*) o desenrollando el valor principal de las fases (*FCA*). Ninguno de estos procedimientos es aplicable al *FCS* debido a que las fases se obtienen discretizadas en dos únicos intervalos. En el siguiente capítulo, se proporcionan métodos para eliminar esta dependencia del factor de coherencia de signo con la profundidad.

### 2.4.1 Factor de coherencia de signo en señales complejas.

Siguiendo el mismo razonamiento que para obtener el  $FCC$ , cabría esperar que la dependencia del ancho del lóbulo principal con la profundidad pueda eliminarse calculando el  $FCS$  a partir de las señales complejas  $S_i(t)$ . Se definen entonces:

$$\sigma_b^I = \sqrt{1 - \left( \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N b_i^I \right)^2} \quad (2.67)$$

$$\sigma_b^Q = \sqrt{1 - \left( \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N b_i^Q \right)^2} \quad (2.68)$$

como las desviaciones estándar de los signos de las señales en fase y cuadratura, respectivamente. La desviación estándar conjunta es:

$$\sigma_b^{IQ} = \sqrt{(\sigma_b^I)^2 + (\sigma_b^Q)^2} \quad (2.69)$$

Sustituyendo (2.67) y (2.68) en (2.69) y, operando, se obtiene:

$$\sigma_b^{IQ} = \sqrt{2 - \left( \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N b_i^I \right)^2 - \left( \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N b_i^Q \right)^2} \quad (2.70)$$

Si las señales recibidas provienen de un reflector en el foco, todos los signos son iguales y  $\sigma_b^{IQ} = 0$ . La máxima desviación estándar se obtiene cuando las fases se distribuyen uniformemente en el intervalo  $\pm\pi$ , y en este caso  $\sigma_b^{IQ} = \sqrt{2}$ . Por lo tanto, el factor de coherencia de signo circular  $FCS_c$  se define como:

$$FCS_c = \left( 1 - \frac{\sigma_b^{IQ}}{\sqrt{2}} \right)^p \quad (2.71)$$

que toma valores en el intervalo  $[0, 1]$ . La Figura 2.22 muestra el patrón en recepción aplicando (2.71) para el mismo caso que en la Figura 2.21. Si bien el lóbulo principal resulta más ancho, existe una discontinuidad en el  $FCS_c$  cuando el reflector está situado a una distancia  $R$  múltiplo impar de  $\lambda/4$ . Esto se debe a que al agruparse las fases en torno a  $0$  o  $\pm\pi$ ,

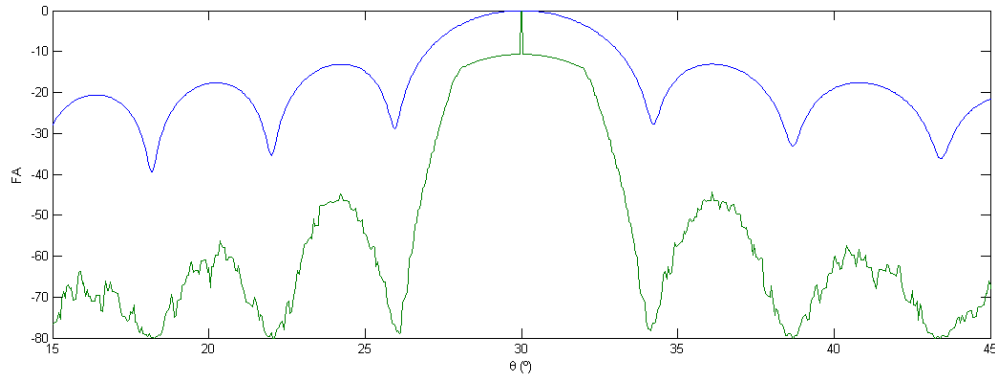


Figura 2.22 – Patrón lateral original (azul) y después de aplicar el  $FCS_c$  según (2.71) (verde) para  $R = R_u$

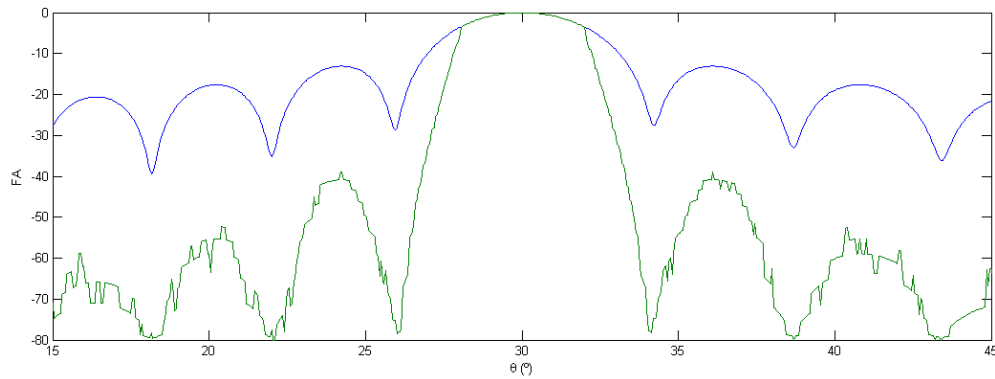


Figura 2.23 – Patrón lateral original (azul) y después de aplicar el  $FCS_m$  (verde) para  $R = R_u$

cualquier desviación con respecto a la posición angular del foco hace que la mitad de las señales en cuadratura tengan signo positivo y la otra mitad signo negativo, dando lugar a  $\sigma_b^Q = 0$ . Sin embargo, todas las señales en fase tienen el mismo signo, con lo cual  $\sigma_b^I = 1$  y  $FCS_c = 1 - 1/\sqrt{2} \approx 0.3$ . Por lo tanto, el ancho del lóbulo principal para el  $FCS_c$  también varía con la profundidad.

Sin embargo, tomando el mínimo de las desviaciones estándar real e imaginaria, se puede obtener un haz más homogéneo en profundidad. El factor de coherencia de signo correspondiente  $FCS_m$  se define como:

$$FCS_m = \left(1 - \min[\sigma_b^I, \sigma_b^Q]\right)^p \quad (2.72)$$

De esta forma, cuando las fases se agrupan en torno a  $0, \pm \pi$  o  $\pm \pi/2$ , una pequeña desviación con respecto a la posición angular del foco no disminuye el  $FCS_m$  ya que se utiliza

la menor desviación estándar de las fases entre las de las señales en fase y en cuadratura (Figura 2.23). Como contrapartida, la reducción de los lóbulos laterales es menor que al procesar con los factores de coherencia dados por (2.65) y (2.71) (Figura 2.21 y Figura 2.22 respectivamente).

## 2.4.2 Resumen comparativo de los factores de coherencia de signo.

A modo de resumen, la Figura 2.24 muestra el patrón en recepción resultante al aplicar los distintos factores de coherencia de signo, con un rango dinámico de 70 dB. Se supone  $N=64$ ,  $d=\lambda/2$ ,  $\theta_f=20^\circ$  y focalización dinámica en recepción. Si bien todos los métodos reducen de forma importante los lóbulos laterales del patrón original (a), existen algunas diferencias que

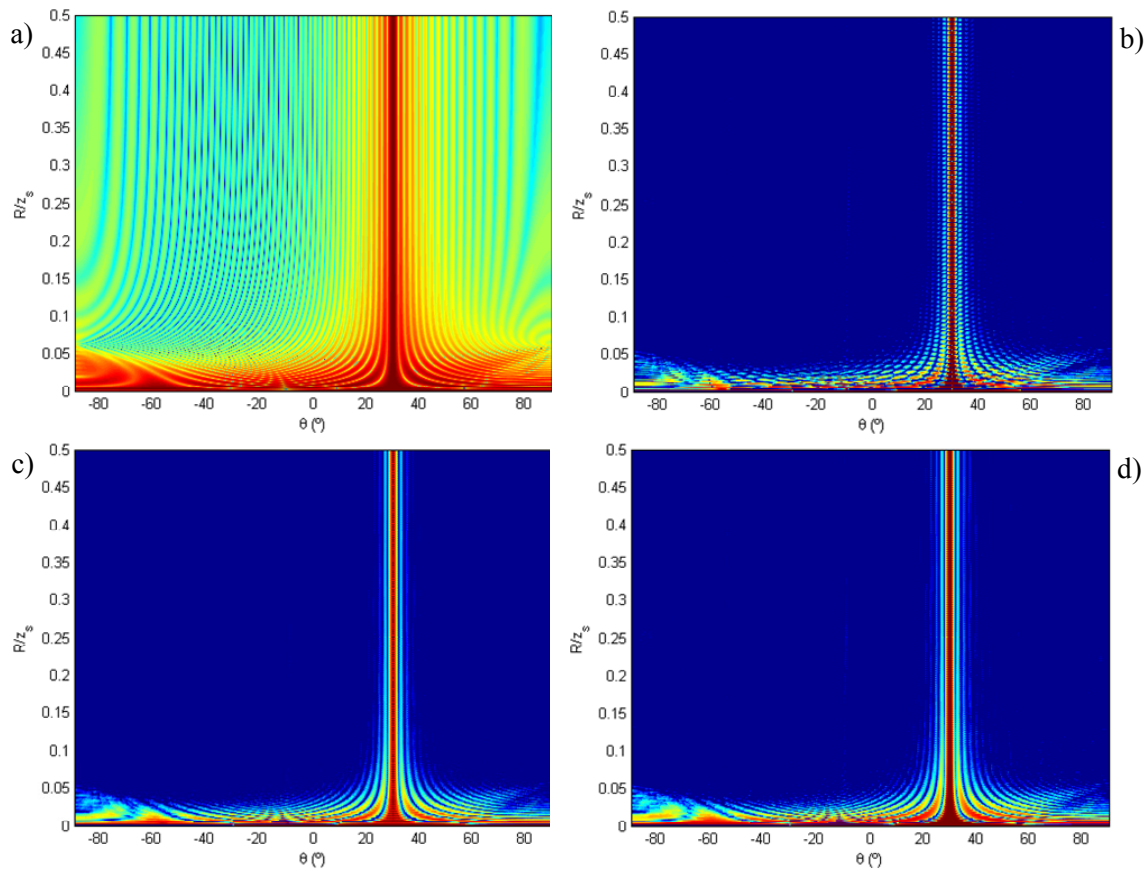


Figura 2.24 – Simulaciones del patrón en recepción: a) Original; b) con  $FCS$  a partir del signo de las señales reales; c) con  $FCS_c$  a partir del signo de las señales en fase y cuadratura según (2.71); d) con  $FCS_m$  a partir del signo de las señales en fase y cuadratura según (2.72). Para todas las imágenes: Rango dinámico 70 dB,  $N=64$ ,  $d=\lambda/2$  y

merecen destacarse.

Al utilizar únicamente el signo de las señales recibidas para calcular el  $FCS$  (ec. (2.65)), el ancho del lóbulo principal resultante depende de la profundidad del foco. En particular, para valores de  $R_f$  múltiplos impares de  $\lambda/4$  se reduce únicamente a la posición angular del mismo (b). Al utilizar el signo de las señales en fase y cuadratura según (2.71), el ancho del lóbulo principal se hace menos dependiente de la profundidad, pero se mantiene una discontinuidad en torno a la posición angular del foco para los mismos valores de  $R$  (c). Calculando la desviación estándar como la mínima entre las desviaciones estándar de los signos de las señales en fase y cuadratura según (2.72) se obtiene un haz homogéneo en profundidad (d).

Cabe destacar que, para calcular el  $FCS_c$  (ec. (2.71)) y el  $FCS_m$  (ec. (2.72)), es necesario disponer de las señales en cuadratura  $SQ_i$ . Esto supone un coste mayor de recursos hardware, y se pierde la ventaja de operar únicamente con el signo de las señales recibidas. Como se expone en el siguiente capítulo, se pueden diseñar filtros que eliminen las variaciones en el ancho del lóbulo principal con la profundidad, con lo cual el  $FCS$  resultará el factor más adecuado para su implementación en tiempo real.

### 2.4.3 Reducción del ancho del lóbulo principal.

Para los factores de coherencia basados en el signo de la señal, la anchura del lóbulo principal disminuye con su aplicación, mejorando por tanto la resolución lateral del sistema de imagen. El límite teórico puede calcularse mediante un criterio de coherencia estricto, definido como:

$$FCS_e = \begin{cases} 1 & \text{si } b_i = b_j \text{ para todo } i, j \\ 0 & \text{en otro caso} \end{cases} \quad (2.73)$$

esto es,  $FCS_e$  vale 1 únicamente si todos los datos de apertura tienen el mismo signo. Según (2.18) y, para un cierto instante de tiempo, la fase varía linealmente con la distancia del elemento al centro del array. Para que todas las señales tengan el mismo signo, sus fases deben estar comprendidas en un intervalo de tamaño  $\pi$ , o lo que es lo mismo, la diferencia de las fases correspondientes a los elementos extremos del array debe cumplir:

$$|\varphi_1 - \varphi_N| \leq \pi \quad (2.74)$$

Sustituyendo en (2.18) se obtiene la condición:

$$|\sin \theta - \sin \theta_f| \leq \frac{\lambda}{2D} \quad (2.75)$$

Los valores  $\theta = \theta_e$  que verifican la igualdad en (2.75) delimitan el intervalo angular de coherencia estricta en torno a la posición angular del foco. Como  $\theta_e \approx \theta_f$ ,

$$|\sin \theta_e - \sin \theta_f| \approx 2 \cos \theta_f \left| \sin \frac{\theta_e - \theta_f}{2} \right| \quad (2.76)$$

Sustituyendo en (2.75) y, llamando  $\alpha_e = |\theta_e - \theta_f|$ ,

$$2 \cos \theta_f \left| \sin \frac{\alpha_e}{2} \right| = \frac{\lambda}{2D} \quad (2.77)$$

y, teniendo en cuenta que  $D \gg \lambda$ ,

$$\alpha_e = 2 \sin^{-1} \left( \frac{\lambda}{4D \cos \theta_f} \right) \approx \frac{\lambda}{2D \cos \theta_f} \quad (2.78)$$

Este resultado se corresponde con la *mitad* del ángulo entre la posición del foco y el primer cruce por cero del factor de array original, con lo cual, mediante la aplicación del *FCS* se puede llegar a duplicar la resolución lateral definida según el criterio de Rayleigh (comparar con la ecuación (1.20)).

Si bien este resultado se obtuvo analizando el caso de coherencia de signo estricta, es válido también para el  $FCS^p$  cuando  $p \rightarrow \infty$ . Esto último es importante, ya que es posible utilizar un valor muy elevado del parámetro  $p$ , *atenuando en gran medida los lóbulos laterales pero sin disminuir el ancho del lóbulo principal a menos de la mitad de su valor original*. Tal resultado indica que la cantidad de líneas necesarias para formar una imagen corregida con el  $FCS^p$  esté acotada, como mucho, al doble de las necesarias para formar la imagen original. Esto no se consigue con el *FCF*, ya que el parámetro  $\sigma_U$  controla, simultáneamente, el nivel de reducción de los lóbulos laterales y el ancho del lóbulo principal. Este último se aproxima a 0 cuando  $\sigma_U \rightarrow 0$  (ecuación (2.26)), lo que haría necesario un



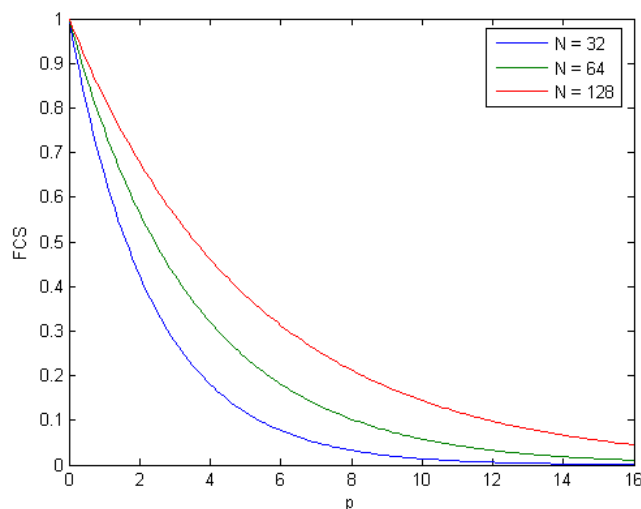


Figura 2.25 – Factor de Coherencia de Signo ( $FCS$ ) en función del exponente  $p$  para distintos valores de  $N$ , cuando  $N-1$  señales tienen el mismo signo.

número infinito de líneas para formar la imagen respetando el criterio de Nyquist en coordenadas espaciales.

La Figura 2.25 muestra la variación del  $FCS^p$  en función de  $p$  para distintos valores de  $N$ , cuando  $N-1$  señales tienen el mismo signo y una diferente. Por ejemplo, para  $N=32$ , el resultado de aplicar un valor de  $p=14$  será muy similar al de utilizar la coherencia de signo estricta.

## 2.5 Aplicación de los factores de coherencia en la modalidad SAFT

Hasta el momento se analizó el caso en que la emisión es omni-direccional desde el centro del array, correspondiente al  $SAFT-1(1, N)$ . Tanto en este caso como en el de la modalidad *phased array*, la imagen se obtiene ponderando cada muestra de la salida del conformador por el factor de coherencia de los  $N$  datos de apertura, según (2.11).

Cuando se utiliza una técnica  $SAFT\ n_p(n_e, n_r)$  donde  $n_p > 1$  (número de disparos o de imágenes parciales), existen dos formas de evaluar los factores de coherencia:

- a) Determinando la dispersión de las fases de los  $n_P \cdot n_R$  datos que intervienen para generar cada muestra de salida  $Y[k]$ , que proporciona un único *factor de coherencia global*  $F[k]$ . Su aplicación se realiza de la siguiente forma:

$$Y[k] = F[k] \left( \frac{1}{n_P n_R} \sum_{i=1}^{n_P} \sum_{j=1}^{n_R} s_{ij}[k] \right) \quad (2.79)$$

*con*  $F[k] = f(\phi_{ij}[k]) \quad \forall i, j$

donde el subíndice  $i$  representa a la imagen parcial y  $j$  al elemento receptor y  $f(\cdot)$  es la función de las fases correspondiente a un factor de coherencia determinado.

- b) Evaluando un *factor de coherencia parcial*  $FP_p[k]$  para la muestra de salida  $k$  de la imagen parcial  $p$ , lo cual proporciona  $n_P$  factores de coherencia referidos a la misma muestra  $k$  de salida ( $1 \leq p \leq n_P$ ). Esto es, cada imagen parcial, tendrá asociada una imagen de coherencia obtenida a partir del mismo conjunto de muestras.

A su vez, en este caso, se abren diversas posibilidades para combinar los  $p$  factores de coherencia resultantes. En particular, son relevantes el promediado, o *factor de coherencia media*:

$$F[k] = \frac{1}{n_P} \sum_{i=1}^{n_P} FP_i[k] \quad (2.80)$$

y el máximo, o *factor de coherencia máxima*:

$$F[k] = \max_{i=1}^{n_P} (FP_i[k]) \quad (2.81)$$

La aplicación del máximo valor de coherencia entre los calculados para cada emisión se realiza según:

$$Y[k] = \max_{i=1}^{n_P} \{FP_i[k]\} \left( \frac{1}{n_P n_R} \sum_{i=1}^{n_P} \sum_{j=1}^{n_R} s_{ij}[k] \right) \quad (2.82)$$

*con*  $FP_i[k] = f(\phi_{ij}[k]) \quad \forall j$

y para el *factor de coherencia media*:

$$Y[k] = \left( \frac{1}{n_p} \sum_{i=1}^{n_p} FP_i[k] \right) \left( \frac{1}{n_p n_R} \sum_{i=1}^{n_p} \sum_{j=1}^{n_R} s_{ij}[k] \right) \quad (2.83)$$

*con*  $FP_i[k] = f(\phi_{ij}[k]) \quad \forall j$

En el siguiente capítulo se analizan las diferencias entre las tres formas de calcular los factores de coherencia en *SAFT*, para el caso de onda pulsada.

## 2.6 Comportamiento de los factores de coherencia fuera del lóbulo principal.

Como se expuso en §2.6, fuera del lóbulo principal, el valor principal de la fase de los datos de apertura puede considerarse una variable aleatoria uniformemente distribuida en  $[-\pi, \pi)$ . En esta región, los factores de coherencia tienden a cero pues la desviación estándar muestral de las fases  $\sigma_\phi$  tiende a la nominal  $\sigma_0$ . Sin embargo, esta tendencia es diferente para cada factor de coherencia, depende del número  $n$  de señales involucradas<sup>4</sup> y determina el nivel de reducción de los lóbulos laterales. Como se verá en §3.2.4, el mismo análisis es válido para obtener el nivel de reducción de los lóbulos de rejilla para señales de banda ancha.

Así, para el factor de coherencia de fase, definido en (2.49) con  $\sigma_U = \sigma_0$  :

$$FCF = \max \left( 0, 1 - \frac{\sigma_\phi}{\sigma_0} \right) \quad (2.84)$$

$$\sigma_\phi(n) = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (\phi_i - \bar{\phi})^2}{n}} = f(n^{-1/2}) \quad (2.85)$$

$$\lim_{n \rightarrow \infty} \sigma_\phi(n) = \sigma_0 \quad (2.86)$$

---

<sup>4</sup>  $n = N$  en phased array y  $n = N^2$  en SAFT-N(1,N). La utilización de  $n$  resulta más adecuada para independizar el análisis del método de imagen elegido.

Esto es,  $\sigma_\varphi$  se aproxima asintóticamente a  $\sigma_\theta$  mediante una función  $f(n^{-1/2})$ . La sustitución de (2.85) en (2.84) indica que el  $FCC$  tiende a cero, en la región de los lóbulos laterales, siguiendo una función de  $n^{-1/2}$ .

Análogamente, para el factor de coherencia circular (ecuación (2.59)):

$$FCC = 1 - \sqrt{\text{var}(\cos \varphi) + \text{var}(\sin \varphi)} \quad (2.87)$$

$$\text{var}(\cos \varphi) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \cos^2 \varphi_i - \frac{1}{n^2} \left( \sum_{i=1}^n \cos \varphi_i \right)^2 \quad (2.88)$$

$$\text{var}(\sin \varphi) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \sin^2 \varphi_i - \frac{1}{n^2} \left( \sum_{i=1}^n \sin \varphi_i \right)^2 \quad (2.89)$$

$$\text{var}(\cos \varphi) + \text{var}(\sin \varphi) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (\sin^2 \varphi_i + \cos^2 \varphi_i) - \frac{1}{n^2} \sum_{i=1}^n (\sin \varphi_i + \cos \varphi_i)^2 \quad (2.90)$$

Con  $\sin^2 x + \cos^2 x = 1$  y teniendo en cuenta que  $|\sin x + \cos x| \leq \sqrt{2}$ , el segundo término de esta ecuación está acotado por la función  $\kappa \cdot n$ , siendo  $\kappa$  una constante,

$$\text{var}(\cos \varphi) + \text{var}(\sin \varphi) = 1 - \frac{\kappa}{n} \quad (2.91)$$

Sustituyendo en (2.87) y, aplicando la aproximación binomial  $(1+a)^{1/2} \approx 1+a/2$ ,  $a \ll 1$ ,

$$FCC = 1 - \sqrt{1 - \frac{\kappa}{n}} \approx \frac{\kappa}{2n} = f(n^{-1}) \quad (2.92)$$

Esto es, el factor de coherencia circular  $FCC$  tiende a cero en la región de los lóbulos laterales, siguiendo una función de  $n^{-1}$ .

En caso del factor de coherencia de signo  $FCS$ , definido en (2.65) como:

$$FCS = 1 - \sqrt{1 - \left( \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n b_i \right)^2} \quad (2.93)$$

podemos decir que, en general, existirán  $p$  valores  $b_i$  positivos y  $n-p$  valores negativos. Entonces:

$$\tilde{b} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n b_i = \frac{p - (n - p)}{n} = \frac{2p}{n} - 1 \quad (2.94)$$

y, para valores aleatorios equiprobables ( $p \rightarrow n/2$ ), resulta  $\tilde{b} \rightarrow 0$ . Sustituyendo en (2.93),

$$FCS = 1 - \sqrt{1 - \tilde{b}^2} = 1 - \frac{2p}{n} \sqrt{\frac{n}{p} - 1} \quad (2.95)$$

Teniendo en cuenta que, para distribuciones aleatorias y uniformes de las fases (lóbulos laterales),  $p \rightarrow n/2$ , el término dentro de la raíz cuadrada tiende a 1, con lo que:

$$FCS \rightarrow 1 - \frac{2p}{n} = f(n^{-1}) \quad (2.96)$$

Esto es, el  $FCC$  y el  $FCS$  se aproximan a cero siguiendo una función  $n^{-1}$  y, por consiguiente, decrecen más rápidamente con  $n$  que el  $FCF$ , que lo hace con una función  $n^{-1/2}$ . La Figura 2.26 muestra la variación de los factores de coherencia, expresados en dB, en función de  $n$  para una distribución uniforme de la fase  $\varphi$  en el intervalo  $[-\pi, \pi)$ . Para hacer más evidentes las tendencias, se varía  $n$  de 10 a  $10^5$  y, para mostrar el ajuste, se superponen, con líneas de trazos, las correspondientes rectas de regresión lineal:

$$\log(F) = a \log n + b \quad (2.97)$$

donde  $F$  representa  $FCF$  o  $FCC$  o  $FCS$ . De este modo,

$$F = bn^a \quad (2.98)$$

Los resultados particulares para el ejemplo mostrado proporcionan:

- Para  $FCF$ :  $a = -0.53$  (teórico = -0.50)
- Para  $FCC$ :  $a = -0.99$  (teórico = -1)
- Para  $FCS$ :  $a = -0.99$  (teórico = -1)

En este ejemplo también se observa una mayor variabilidad de  $FCF$  que de  $FCC$  alrededor de la recta de regresión. La razón, como ya se expuso, reside en que el primero considera la fase como una variable lineal, que resulta en una mayor dispersión entre fases próximas a  $+\pi$  y  $-\pi$ , lo cual no sucede con el  $FCC$  que considera la fase como una variable circular y continua. Por su parte, como también se ha mostrado, el  $FCS$  tiene un comportamiento similar al  $FCC$ .

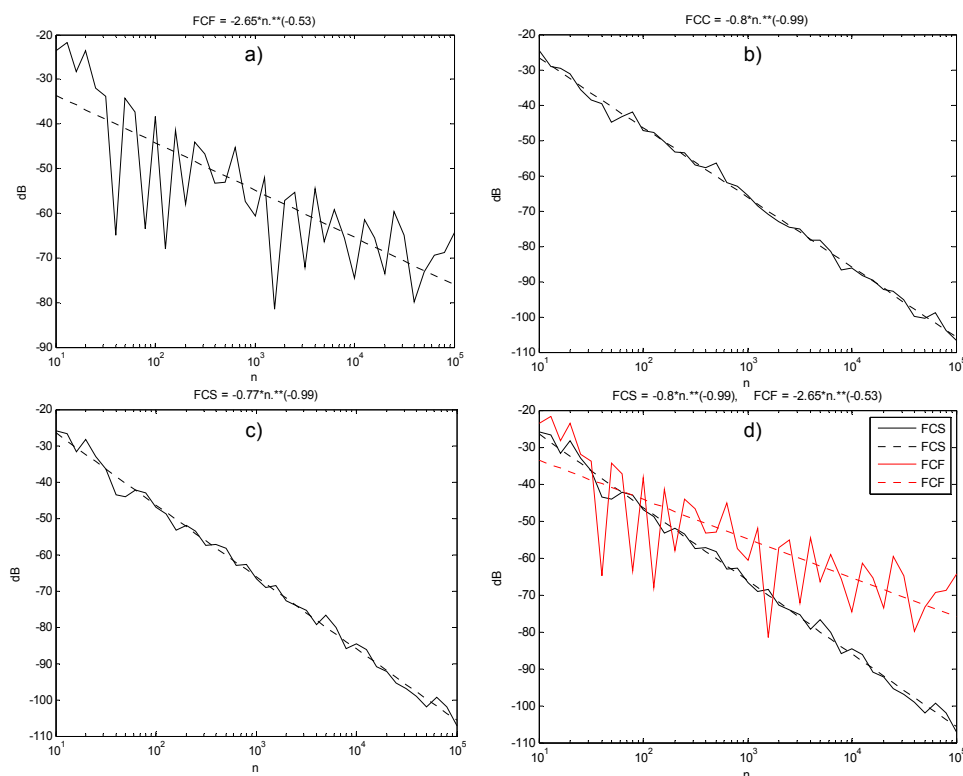


Figura 2.26 – Tendencia de los factores de coherencia en función de  $n$ : a)  $FCF$ , b)  $FCC$ , c)  $FCS$ , d) Combinado  $FCF$  (rojo) y  $FCS$  (negro). Rectas de regresión lineal con líneas de trazos.

Cabe destacar que la cantidad  $n$  de señales involucradas en el cálculo de los factores de coherencia depende del método de generación de imagen que se utilice. Así, para el *SAFT*  $N(I, N)$ , los factores de coherencia global se obtienen a partir de  $N^2$  muestras, y según el análisis anterior, la reducción que se espera en los lóbulos laterales es de  $1/N^2$  para el  $FCC$  y el  $FCS$ , y de  $1/N$  para el  $FCF$ . En cambio, con la modalidad *phased array* o cuando se utilizan los *factores de coherencia media y máxima* en SAFT, donde los factores se calculan sobre conjuntos de  $N$  muestras, la reducción teórica de los lóbulos laterales será de  $1/N$  para el  $FCC$  y el  $FCS$ , y de  $1/\sqrt{N}$  para el  $FCF$ . Como se muestra en el siguiente capítulo, estos resultados son válidos también para la reducción de lóbulos de rejilla en onda pulsada.

## 2.7 Errores de focalización.

Los factores de coherencia alcanzan la unidad en la posición de los reflectores ubicados en el foco solamente si los retardos aplicados en recepción compensan perfectamente los tiempos

de vuelo hasta cada elemento del array. Esto requiere, de manera estricta, que todas las muestras de salida del conformador estén correctamente focalizadas y, además, que los retardos se calculen y apliquen con una resolución temporal infinita. En este apartado se analiza el impacto de la discretización en la posición de los focos y de los retardos de focalización en los factores de coherencia propuestos.

### 2.7.1 Discretización de la posición de los focos en recepción.

En los sistemas *phased array* con foco fijo, ampliamente utilizados para *END*, se aplica un único foco para cada línea de la imagen tanto en emisión como en recepción. En otros casos, se crea un número limitado de focos a lo largo de la dirección de propagación. Incluso los sistemas que focalizan dinámicamente en recepción, muchas veces no lo hacen para todas las muestras de la imagen.

Intuitivamente, un primer efecto de la reducción del número de focos por línea al aplicar los factores de coherencia, es una disminución de la profundidad de foco. Los factores de coherencia ven reducida su amplitud cuando aumenta la dispersión de las fases de los datos de apertura. Esta situación se da cuando un reflector está ubicado en la misma dirección que el foco pero a una distancia diferente, de forma que los retardos de focalización no compensan perfectamente las diferencias en los tiempos de vuelo.

Formalmente, la fase absoluta del dato de apertura correspondiente al elemento  $i$  cuando un reflector está ubicado en  $(R, \theta_f)$  al focalizar en  $(R_f, \theta_f)$  es, de forma análoga a como se hizo para (2.17):

$$\Phi_i(t) = \omega_s t - \frac{\omega_s}{c} \sqrt{R_f^2 + x_i^2 - 2R_f x_i \sin \theta_f} + \frac{\omega_s}{c} \sqrt{R^2 + x_i^2 - 2R x_i \sin \theta_f} \quad (2.99)$$

Aplicando la aproximación binomial (con  $R_f \gg x_i$  y  $R \gg x_i$ ) y para  $\theta_f = 0$ ,

$$\Phi_i(t) \approx \omega_s t + \frac{\omega_s}{c} \frac{x_i^2}{2} \left( \frac{1}{R_f} - \frac{1}{R} \right) \quad (2.100)$$

Según esta ecuación, la dispersión de las fases recibidas aumenta con la distancia entre el reflector y el foco  $|R - R_f|$ . De este modo, excepto para  $R = R_f$ , los factores de coherencia

tomarán valores inferiores a la unidad en función de  $|R - R_f|$ , introduciendo una pérdida de amplitud al ponderar la salida del conformador. Con esto, la profundidad de foco original (rango en el que la amplitud cae menos de 3 dB) quedará reducida.

Obteniendo una expresión para la desviación estándar de las fases en función de la distancia entre el reflector y el foco, se puede determinar el rango en el que los factores de coherencia introducen unas pérdidas menores a un determinado valor y, por tanto, predecir la profundidad de foco resultante.

Sustituyendo (2.100) en (2.21), y operando se obtiene,

$$\sigma_{\Phi} = \frac{2\pi R_u}{3\sqrt{5}} \left| \frac{1}{R_f} - \frac{1}{R} \right| \quad (2.101)$$

donde  $R_u$  es el límite del campo cercano (ecuación (1.1)). La zona en la cual el *FCA* introduce una pérdida inferior a 3 dB se obtiene de:

$$1 - \frac{\sigma_{\Phi}}{\sigma_U} \geq \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (2.102)$$

En este rango el *FCA* y el *FCF* son equivalentes, ya que  $\sigma_{\Phi} = \sigma_{\varphi}$  (ver discusión en §2.3.3). Sustituyendo (2.101) en (2.102) y operando, con  $\sigma_U = \sigma_0 = \pi/\sqrt{3}$ :

$$\begin{cases} \text{si } R_f \geq \frac{R_u}{\alpha} & \rightarrow \frac{R_f}{1 + \alpha R_f / R_u} \leq R \leq \infty \\ \text{si } R_f < \frac{R_u}{\alpha} & \rightarrow \frac{R_f}{1 + \alpha R_f / R_u} \leq R \leq \frac{R_f}{1 - \alpha R_f / R_u} \end{cases} \quad (2.103)$$

$\text{con } \alpha = (\sqrt{2} - 1)\sqrt{\frac{15}{8}} \approx 0.56$

Esto es, si la posición del foco es  $R_f > R_u / \alpha$  (más de aproximadamente dos veces el campo cercano), la región donde el *FCF* atenúa menos de 3 dB se extiende desde antes de  $R_u$  hasta infinito. Esto se corresponde con el hecho de que si el foco y el reflector están suficientemente lejos del array, las diferencias entre las fases recibidas no son significativas y la coherencia es elevada. Esta conclusión tiene una consecuencia importante: cuando se opera



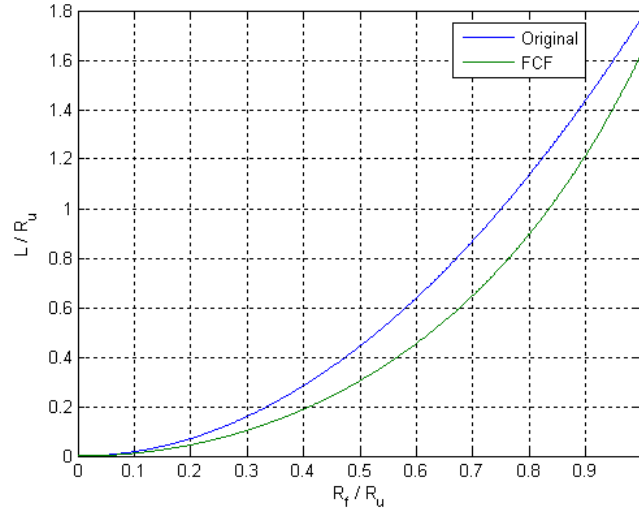


Figura 2.27 – Profundidad de foco de un conformador convencional (2.105) y profundidad de la región con coherencia de fase mayor a -3dB (2.104) en función de la posición del foco. Ambos ejes están normalizados a

en campo lejano (estrictamente con  $R_f > R_u / \alpha$ ), algo relativamente frecuente en *END*, los factores de coherencia de fase no introducen pérdidas de amplitud en la dirección axial, mientras que sí mejoran las características del haz en la dirección angular.

Sin embargo, cuando  $R_f < R_u / \alpha$ , la región donde el *FCF* atenúa menos de 3 dB está limitada también para valores de  $R > R_f$ , y su longitud es (operando sobre (2.103)):

$$L_{FCF} = \frac{2\alpha R_f^2 R_u}{R_u^2 - \alpha^2 R_f^2} \quad \text{para } R_f > \frac{R_u}{\alpha} \quad (2.104)$$

En campo cercano ( $R_f < R_u$ ), la profundidad de foco a -3 dB obtenida con un conformador convencional está dada por la ecuación (1.22), repetida aquí:

$$L = 7.1\lambda \left( \frac{R_f}{D} \right)^2 \quad (2.105)$$

La Figura 2.27 muestra los valores de  $L$  y  $L_{FCF}$ , ambos normalizados a  $R_u$ , en función de la posición del foco en recepción. Se aprecia que, la región en la que el *FCF* atenúa menos de 3 dB es menor que la profundidad de foco original, y por tanto, la profundidad de foco resultante al aplicarlo será todavía menor. Lo mismo sucede con el *FCA*, dado que es equivalente al *FCF* dentro del lóbulo principal. En general, la reducción en la profundidad de

foco tiene efectos negativos en la imagen, ya que aumentan las pérdidas de amplitud para reflectores cercanos al foco.

Por otra parte, siempre que las fases de los datos de apertura estén comprendidas en un intervalo de tamaño  $\pi$ , todas las señales tendrán la misma polaridad y el factor de coherencia de signo  $FCS$  será 1. Esto permite obtener una expresión cerrada también para la región en torno al foco en la cual el  $FCS$  no modifica el patrón de recepción del array en la dirección axial. Cuando  $\theta_f = 0$ , la máxima diferencia de fase se da entre  $x_i = 0$  y  $x_i = D/2$ . Sustituyendo en (2.100),

$$\Delta\varphi_{\max} = \pi \frac{D^2}{4\lambda} \left| \frac{1}{R_f} - \frac{1}{R} \right| = \pi R_u \left| \frac{1}{R_f} - \frac{1}{R} \right| \quad (2.106)$$

Imponiendo  $\Delta\varphi_{\max} \leq \pi/2$  y operando se obtiene:

$$\begin{cases} \text{si } R_f \geq \frac{R_u}{\beta} & \rightarrow \frac{R_f}{1 + \beta R_f / R_u} \leq R \leq \infty \\ \text{si } R_f < \frac{R_u}{\beta} & \rightarrow \frac{R_f}{1 + \beta R_f / R_u} \leq R \leq \frac{R_f}{1 - \beta R_f / R_u} \end{cases} \quad (2.107)$$

con  $\beta = 0.5$

Por tanto, el rango en torno al foco donde el  $FCS$  vale 1 es:

$$L_{FCS} = \frac{2\beta R_f^2 R_u}{R_u^2 - \beta^2 R_f^2} \quad \text{para } R_f < \frac{R_u}{\beta} \quad (2.108)$$

El comportamiento del  $FCS$  es similar al del  $FCF$  (comparar (2.108) con (2.104)). Para  $R_f > 2R_u$ , la región donde  $FCS = 1$  se extiende desde antes de  $2R_u$  hasta infinito, con lo cual este factor también se puede utilizar en campo lejano sin modificar la amplitud de los reflectores ubicados en la dirección de propagación. En campo cercano,  $L_{FCS}$  es menor que  $L$  (Figura 2.28) y por tanto, la profundidad de foco resultante también será menor que la original.

Es importante destacar que, para todos los factores de coherencia analizados, la profundidad de foco resultante depende únicamente de la posición del foco  $R_f$  con respecto al límite del campo cercano del array  $R_u$ .

A modo de resumen, si bien los factores de coherencia pueden utilizarse cuando se aplica un único foco o un número reducido de focos en recepción, la profundidad de foco se reduce

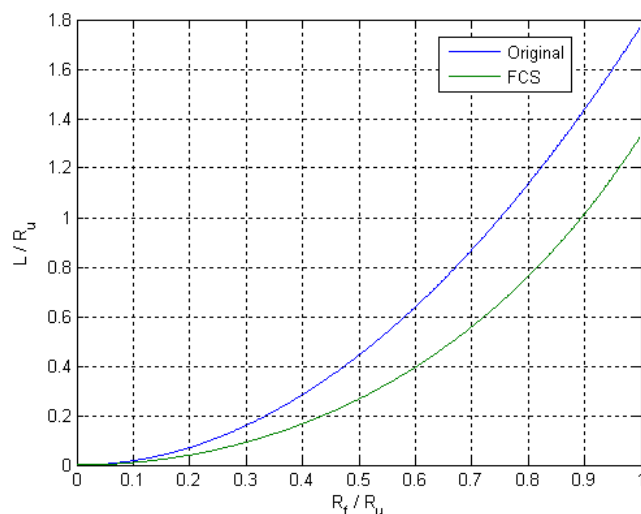


Figura 2.28 – Profundidad de foco de un conformador convencional (2.105) y profundidad de la región con coherencia de signo igual a la unidad en función de la posición del foco. Ambos ejes están normalizados a  $R_u$ .

respecto a la original. Este resultado no es particularmente deseable, pues produce pérdidas adicionales en la amplitud de las indicaciones generadas por reflectores en la dirección de propagación del haz.

Una posible alternativa es situar múltiples focos discretos a lo largo de la línea de propagación. Una forma eficiente consiste en distribuir los focos con un espaciado creciente con la distancia, pudiendo llegar a eliminar completamente el problema, ya que la profundidad de foco de los factores de coherencia también crece con la distancia al array

### 2.7.2 Discretización de los retardos de recepción

Aunque la posición del reflector y del foco coincida, la discretización de los retardos de focalización introduce un cierto nivel de incoherencia en los datos de apertura. Por un lado, la amplitud de la respuesta del conformador convencional en el foco es menor, dado que las señales no están perfectamente en fase, y al sumarse no alcanzan la máxima amplitud. Además, el nivel de los lóbulos laterales aumenta debido a la periodicidad que introduce el operar con un conjunto de retardos aplicados con una resolución finita.

Este aspecto fue discutido en §1.2.6, obteniendo que, para limitar el nivel de los lóbulos de cuantización de los retardos a la mitad del fondo de ruido de un array de  $N$  elementos en onda continua, la relación entre el período de la señal y la resolución de los retardos  $\mu = T_s / T_m$  debe verificar (ecuación (1.32), repetida aquí):

$$\mu \geq 2\pi \sqrt{\frac{N}{6}} \quad (2.109)$$

El comportamiento de los factores de coherencia también depende de la resolución de los retardos y, por tanto, es necesario establecer criterios equivalentes.

### 2.7.2.1 Factor de Coherencia de Fase (FCF)

La fase absoluta del dato de apertura  $i$  tras aplicar el retardo de focalización  $\tau_i$  es:

$$\Phi_{Ei} = \omega_s (t - t_i^P + \tau_i) \quad (2.110)$$

Cuando el reflector se ubica en el foco,  $t_i^F = t_i^P = \tau_i$  para todos los elementos, y las  $N$  fases son iguales. Sin embargo, si los retardos se eligen como el múltiplo entero del período de muestreo más próximo al valor exacto  $t_i$  se tiene que:

$$\tau_i = k_i T_m = t_i^F + u_i \quad \text{con } k_i = \text{entero y } -T_m/2 \leq u_i \leq T_m/2 \quad (2.111)$$

donde  $u_i$  representa el error de cuantificación cometido en el canal  $i$ , que puede suponerse uniformemente distribuido:  $u_i = U[-T_m/2, T_m/2]$ . Para un reflector ubicado en el foco y sustituyendo en (2.110) se obtiene:

$$\Phi_{Qi} = \omega_s (t + u_i) = \omega_s t + \omega_s u_i \quad (2.112)$$

Descartando el primer término que no depende de la posición del elemento y, por tanto, no afecta a la dispersión de las fases,  $\varphi_{Qi}$  también está uniformemente distribuida:

$$\varphi_{Qi} = U\left[-\frac{\omega_s T_m}{2}, \frac{\omega_s T_m}{2}\right] = U\left[-\frac{\pi}{\mu}, \frac{\pi}{\mu}\right] \quad (2.113)$$

y, por tanto, su desviación estándar es, con  $\sigma_0 = \pi/\sqrt{3}$ ,

$$\sigma_{\phi_0} = \frac{\pi}{\mu\sqrt{3}} = \frac{\sigma_0}{\mu} \quad (2.114)$$

Sustituyendo en (2.27) con  $\sigma_U = \sigma_0$  se obtiene el nivel de coherencia para un reflector en el foco en función de la resolución temporal de los retardos:

$$FCF_Q = \max\left(0, 1 - \frac{1}{\mu}\right) \quad (2.115)$$

Esto es, el factor de coherencia de fase para un reflector en el foco vale 1 solamente si los retardos tienen una resolución infinita,  $\mu = \infty$ . Para otros valores, la amplitud del lóbulo principal decrece con  $\mu$ . Por ejemplo, si  $\mu = 4$ , el factor de coherencia de fase introduce una atenuación de 2.5 dB para un reflector ubicado en el foco.

Si el reflector se encuentra a la misma profundidad que el foco pero en una dirección diferente, la fase del canal  $i$  será igual a (2.110) pero con  $t_i^P \neq \tau_i$ , expresándose como:

$$\Phi_{Ei} = \omega_s t + \omega_s (-t_i^P + t_i^F) = \omega_s t + \psi_i \quad (2.116)$$

donde  $\psi_i = \omega_s (-t_i^P + t_i^F)$  puede considerarse una fase aleatoria uniformemente distribuida en el intervalo  $[-\pi, \pi]$  [Peterson, 1984]. Si, además, los retardos se discretizan según (2.111):

$$\Phi_{Qi} = \omega_s t + \psi_i + \omega_s u_i \quad (2.117)$$

Esto es, la fase absoluta en el canal  $i$  para un reflector ubicado en una dirección diferente a la del foco y aplicando retardos de focalización discretos, depende de dos variables aleatorias  $v = \omega_s u = U[-\pi/\mu, \pi/\mu]$  y  $\psi = U[-\pi, \pi]$ , independientes entre sí. Ignorando el término  $\omega_s t$  que no modifica la dispersión de fases, la función de densidad de probabilidad (*pdf*) de  $\Phi_{Qi}$  se obtiene como la convolución de las *pdf* de  $\psi$  y  $v$ ,

$$pdf(\Phi_{Qi}) = \begin{cases} 0 & \text{para } |\Phi_{Qi}| > \pi(1+1/\mu) \\ \frac{\mu}{4\pi^2}(\Phi + \pi(1+1/\mu)) & \text{para } -\pi(1+1/\mu) \leq \Phi_{Qi} < -\pi(1-1/\mu) \\ \frac{1}{2\pi} & \text{para } |\Phi_{Qi}| \leq \pi(1-1/\mu) \\ \frac{\mu}{4\pi^2}(\pi(1+1/\mu) - \Phi) & \text{para } \pi(1-1/\mu) < \Phi_{Qi} < \pi(1+1/\mu) \end{cases} \quad (2.118)$$

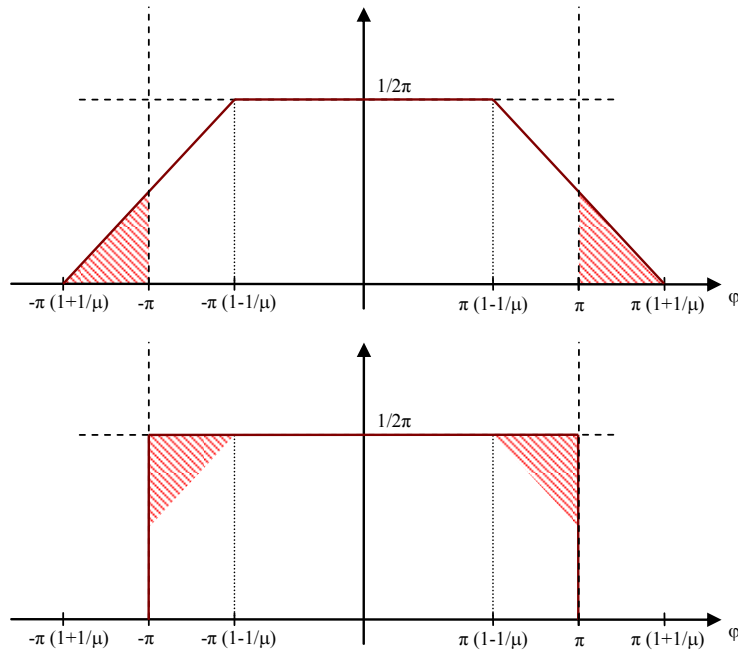


Figura 2.29 – Función de densidad de probabilidad de las fases absolutas (arriba) y de su valor principal (abajo) para un reflector ubicado en un lóbulo lateral y resolución relativa de retardos igual a  $\mu/f_s$ .

En la práctica, los factores de coherencia se calculan a partir del valor principal de las fases, relacionados con las fases absolutas mediante (2.1). La operación  $\text{mod}(\Phi + \pi, 2\pi) - \pi$  modifica la *pdf* de las fases discretizadas, dado que pasa a ser una variable definida entre  $-\pi$  y  $\pi$ . Con esto, las fases en el intervalo  $[-\pi(1+1/\mu), -\pi]$  pasan al  $[\pi(1-1/\mu), \pi]$ , mientras que las fases en el intervalo  $[\pi, \pi(1+1/\mu)]$  lo hacen al  $[-\pi, -\pi(1-1/\mu)]$ . El resultado es una *pdf* plana, que se corresponde con una distribución uniforme  $U[-\pi, \pi]$  (Figura 2.29).

El resultado neto de la operación es que, en los lóbulos laterales, la desviación estándar de las fases es igual a  $\sigma_0$  y, por tanto, el valor esperado del factor de coherencia de fase es nulo *con independencia de la resolución con la cual se aplican los retardos de focalización*.

Según el análisis en §2.6, el nivel del *FCF* en un lóbulo lateral es  $1/\sqrt{N}$  cuando la desviación estándar se calcula a partir de un conjunto de  $N$  muestras. Por tanto, se puede obtener una expresión análoga a la (1.31) para la relación  $\eta_{FCF}$  entre el valor del *FCF* en el lóbulo principal (2.115) y en los lóbulos laterales en función de la resolución de los retardos y la cantidad de elementos del array:

$$\eta_{FCF} = \sqrt{N}(1 - 1/\mu) \quad (2.119)$$

Esto es, la reducción del rango dinámico del  $FCF$  debida a la discretización de los retardos *sólo se debe a la pérdida de coherencia en el lóbulo principal*, ya que el nivel de coherencia en los lóbulos laterales no depende de  $\mu$ . Tomando como criterio que no se reduzca en más de 6 dB, se obtiene  $\mu > 2$ , el mismo valor que impone el criterio de Nyquist para el muestreo de las señales en onda continua y muy inferior al dado por (2.109) para la imagen convencional.

### 2.7.2.2 Factor de Coherencia de Fase circular (FCC)

La pérdida de coherencia en el lóbulo principal en función de la resolución de los retardos para el  $FCC$  se puede obtener de forma análoga a la anterior. Sustituyendo (2.97) en (2.56),

$$\sigma_{CQ}^2 = \text{var}(\cos \varphi_Q) + \text{var}(\sin \varphi_Q) = E(\cos^2 \varphi_Q) - E(\cos \varphi_Q)^2 + E(\sin^2 \varphi_Q) - E(\sin \varphi_Q)^2 \quad (2.120)$$

Teniendo en cuenta que:

$$E(\cos \varphi_Q) = \frac{\mu}{2\pi} \int_{-\pi/\mu}^{\pi/\mu} \cos \varphi_Q d\varphi_Q = \text{sinc}(1/\mu) \quad (2.121)$$

$$E(\cos^2 \varphi_Q) = \frac{\mu}{2\pi} \int_{-\pi/\mu}^{\pi/\mu} \cos^2 \varphi_Q d\varphi_Q = \frac{1 + \text{sinc}(2/\mu)}{2} \quad (2.122)$$

$$E(\sin \varphi_Q) = \frac{\mu}{2\pi} \int_{-\pi/\mu}^{\pi/\mu} \sin \varphi_Q d\varphi_Q = 0 \quad (2.123)$$

$$E(\sin^2 \varphi_Q) = \frac{\mu}{2\pi} \int_{-\pi/\mu}^{\pi/\mu} \sin^2 \varphi_Q d\varphi_Q = \frac{1 - \text{sinc}(2/\mu)}{2} \quad (2.124)$$

sustituyendo en (2.120), se obtiene:

$$\sigma_{CQ}^2 = 1 - \text{sinc}^2(1/\mu) \quad (2.125)$$

y, por tanto:

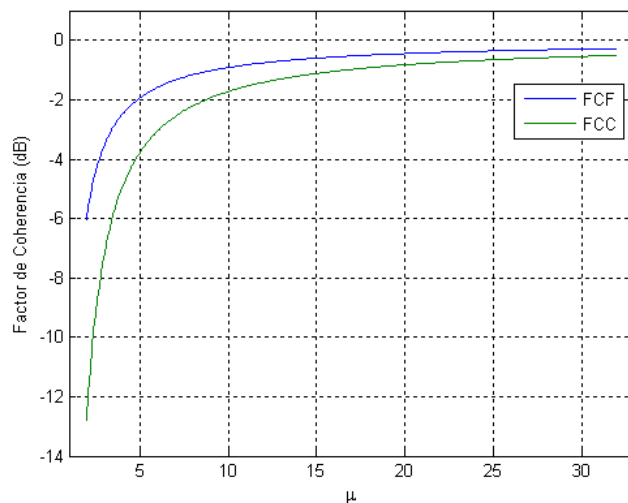


Figura 2.30 –  $FCF$  y  $FCC$  para un reflector ubicado en el foco en función de  $\mu$ .

$$FCC_Q = \max\left(0, 1 - \sqrt{1 - \text{sinc}^2(1/\mu)}\right) \quad (2.126)$$

Al igual que el  $FCF$ , el factor de coherencia de fase circular para un reflector en el foco vale 1 solamente cuando los retardos tienen una resolución infinita,  $\mu = \infty$ . Para otros valores, la amplitud del lóbulo principal decrece con el valor de  $\mu$ . Por ejemplo, con  $\mu = 4$ , el  $FCC$  introduce una atenuación de 5 dB para un reflector ubicado en el foco.

Al igual que para el  $FCF$ , el valor esperado del  $FCC$  para un reflector ubicado fuera del lóbulo principal tampoco depende de la resolución de los retardos de focalización. Dado que el  $FCC$  vale aproximadamente  $1/N$  en los lóbulos laterales, la relación con el nivel de coherencia en el lóbulo principal queda,

$$\eta_{FCC} = N\left(1 - \sqrt{1 - \text{sinc}^2(1/\mu)}\right) \quad (2.127)$$

A modo de ejemplo, para que el rango dinámico del  $FCC$  no se reduzca en más de 6 dB, es necesario utilizar  $\mu > 3.5$ . La Figura 2.30 muestra la atenuación introducida en el lóbulo principal, en función de  $\mu$  al aplicar el  $FCF$  y el  $FCC$  (ecuaciones (2.119) y (2.127), respectivamente). Ambos tienen un comportamiento similar, y aunque el  $FCC$  introduce una atenuación mayor, también logra una mayor reducción en el nivel de los lóbulos laterales.



### 2.7.2.3 Factor de coherencia de signo (FCS)

Para un reflector ubicado en el foco y retardos discretizados según (2.111), el máximo error en las fases recibidas es:

$$\varepsilon_Q = \left| \max(\Phi_{Q_i}) \right| = \frac{\pi}{\mu} \quad (2.128)$$

Siempre que  $\varepsilon_Q$  sea menor que  $\pi/2$ , el signo de todas las señales recibidas coincide y, por tanto, el factor de coherencia de signo vale 1. Imponiendo esta condición en (2.128) se obtiene, para un reflector en el foco:

$$FCS = 1 \quad \text{siempre que } \mu \geq 2 \quad (2.129)$$

Esto significa que basta con digitalizar las señales cumpliendo estrictamente con el criterio de Nyquist y aplicar los retardos de focalización con la misma resolución para asegurar que el factor de coherencia de signo no introduce pérdidas de amplitud para reflectores ubicados en el foco.

Este resultado es de especial relevancia, ya que se podría utilizar un valor de  $\mu$  inferior al demandado por la imagen convencional (ecuación (2.109)) y recuperar la pérdida de rango dinámico que ello supone mediante la aplicación del *FCS*. Operar con menor resolución en los retardos de focalización tiene ventajas importantes en cuanto a la implementación de un conformador digital. Por un lado, permite reducir la frecuencia de muestreo, lo que reduce el volumen de datos y la velocidad de procesamiento. Alternativamente, se pueden eliminar los filtros de interpolación que se utilizan normalmente para incrementar la resolución temporal, lo cual reduce significativamente la cantidad de recursos hardware del conformador.

## 2.8 Análisis de la fase en señales con ruido.

Hasta ahora hemos trabajado bajo la hipótesis de onda monocromática sin ruido. La presencia de ruido en las señales adquiridas modificará su fase instantánea y, por tanto, tendrá

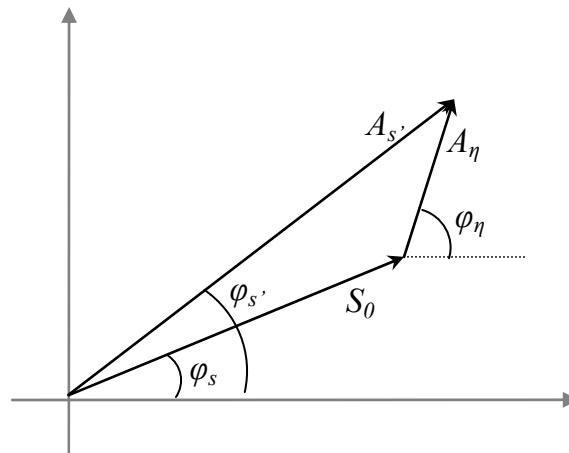


Figura 2.31 – Representación geométrica de las señales recibidas en presencia de ruido.

un cierto impacto en los factores de coherencia. En particular, para un reflector ubicado en el foco, la dispersión de fases resultante no será nula y el valor esperado de coherencia será menor. Para estimar este efecto es necesario responder primero a la siguiente pregunta: ¿Cómo varía la desviación estándar de las fases de los datos de apertura con la relación señal a ruido? La respuesta no es evidente, ya que primero hay que determinar la distribución de las fases en este caso.

De forma general (Figura 2.31), el dato de apertura de cualquiera de los elementos del array en presencia de ruido puede expresarse en números complejos como

$$S'(t) = S_0(t) e^{j(\omega_s t + \varphi_s(t))} + \eta(t) \quad (2.130)$$

donde  $\eta(t)$  puede modelarse mediante un proceso aleatorio y representa el ruido aditivo. Es usual suponer que las partes real e imaginaria de  $\eta(t)$  son independientes y con distribuciones *Normales* de media nula y desviación estándar  $\sigma_{\eta}$  (igual al valor RMS del ruido). Omitiendo el índice  $t$ ,

$$\eta_R = \text{Re}\{\eta(t)\} \sim N(0, \sigma_{\eta}^2) \quad (2.131)$$

$$\eta_I = \text{Im}\{\eta(t)\} \sim N(0, \sigma_{\eta}^2) \quad (2.132)$$

Bajo este supuesto, las distribuciones del módulo y la fase del vector de ruido son [Papoulis, 1984]:

$$A_{\eta} = \sqrt{\eta_R^2 + \eta_I^2} \sim \text{Rayleigh}(\sigma_{\eta}) \quad (2.133)$$

$$\varphi_\eta = \tan^{-1} \left( \frac{\eta_I}{\eta_R} \right) \sim U(-\pi, \pi) \quad (2.134)$$

Para un cierto instante de tiempo  $t=t_0$ , la amplitud y fase de la señal pueden considerarse constantes ( $A_s=S_0(t_0)$  ,  $\varphi_s=\varphi_s(t_0)$ ). Manteniendo el ruido como un proceso aleatorio y, descomponiendo la señal recibida en sus partes real e imaginaria,

$$\text{Re}\{S'\} = A_s \cos(\varphi_s) + \eta_R \sim N(A_s \cos(\varphi_s), \sigma_\eta^2) \quad (2.135)$$

$$\text{Im}\{S'\} = A_s \sin(\varphi_s) + \eta_I \sim N(A_s \sin(\varphi_s), \sigma_\eta^2) \quad (2.136)$$

Tanto la parte real como la imaginaria de la señal recibida tienen una distribución *Normal*, con medias que dependen de la amplitud y fase de la señal sin ruido y desviación estándar igual a la original. En estas condiciones, el módulo del vector  $S'$  tiene una distribución de *Rice* con parámetros  $\sigma = \sigma_\eta$  y  $\nu = A_s$  [Papoulis, 1984],

$$A_{S'} = \sqrt{\text{Re}^2\{S'\} + \text{Im}^2\{S'\}} \sim \text{Rice}(\sigma_\eta, A_s) \quad (2.137)$$

Sin embargo, a efectos del cálculo de los factores de coherencia, interesa determinar la desviación estándar de las fases, y no de la amplitud, en función de la relación señal/ruido. Expresando (2.130) explícitamente en sus partes real e imaginaria, para  $t=t_0$ ,

$$\text{Re}\{S'\} = A_s \cos(\varphi_s) + A_\eta \cos(\varphi_\eta) \quad (2.138)$$

$$\text{Im}\{S'\} = A_s \sin(\varphi_s) + A_\eta \sin(\varphi_\eta) \quad (2.139)$$

cuya fase se calcula como

$$\varphi_{S'} = \tan^{-1} \left( \frac{A_s \sin(\varphi_s) + A_\eta \sin(\varphi_\eta)}{A_s \cos(\varphi_s) + A_\eta \cos(\varphi_\eta)} \right) \quad (2.140)$$

La fase instantánea  $\varphi_{S'}$  depende de la fase de la señal sin ruido,  $\varphi_s$ . Sin embargo, la desviación estándar de  $\varphi_{S'}$  con ruido aleatorio no puede depender de  $\varphi_s$  debido a la simetría circular (el valor medio de  $\varphi_{S'}$  sí depende, y además  $E(\varphi_s)=E(\varphi_{S'})$ ). Por tanto, sin perder generalidad, se puede realizar el análisis para  $\varphi_s=0$ :

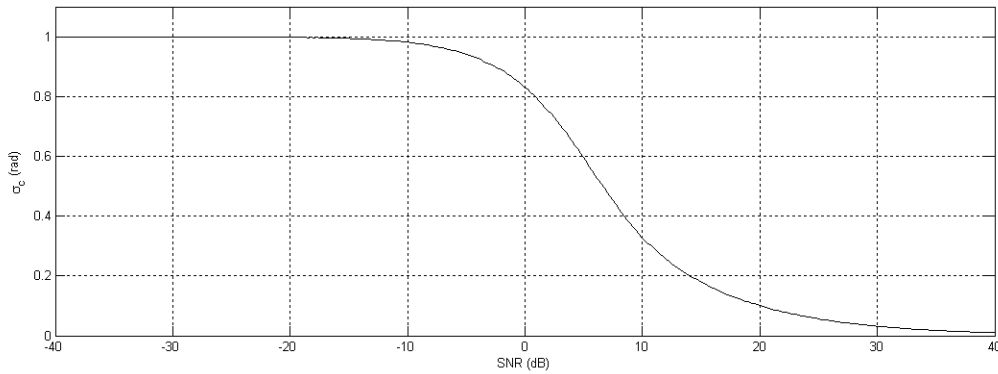


Figura 2.32 – Desviación estándar compleja de la fase de la señal recibida en función de la relación señal a ruido (en dB), obtenida por cálculo numérico.

$$\varphi_{s'} = \tan^{-1} \left( \frac{A_\eta \sin(\varphi_\eta)}{A_S + A_\eta \cos(\varphi_\eta)} \right) = \tan^{-1} \left( \frac{\sin(\varphi_\eta)}{A_S/A_\eta + \cos(\varphi_\eta)} \right) \quad (2.141)$$

Cabe resaltar que  $A_\eta$  es una variable aleatoria, y por tanto el cociente  $A_S / A_\eta$  no debe confundirse con la relación señal a ruido que es:  $SNR = A_S / \sigma_\eta$ . Dado que  $\varphi_{s'}$  es una variable aleatoria con distribución circular, que se deriva de funciones trigonométricas de una variable aleatoria uniformemente distribuida,  $\varphi_\eta$ , y de otra con distribución de Rayleigh,  $A_\eta$ , el análisis matemático directo resulta complicado. Una alternativa es obtener numéricamente el valor esperado de la desviación estándar de las fases en función de la relación señal ruido y tratar de ajustar el resultado a alguna de las distribuciones circulares conocidas.

Sin pérdida de generalidad se considera  $A_S = 1$ , y se crean dos vectores aleatorios  $A_\eta$  y  $\sigma_\eta$  (módulo y fase del ruido) según las distribuciones (2.133) y (2.134). La cantidad de elementos del vector debe ser suficientemente grande como para que la desviación estándar calculada se aproxime a la desviación estándar de la distribución (en este caso se tomaron 100.000 valores). Se calcula, entonces, la fase recibida (2.141) para cada elemento del vector y, finalmente, la desviación estándar según (2.56). Este procedimiento se repite para distintos valores de la  $SNR$ , variando  $\sigma_\eta$  mientras se mantiene  $A_S = 1$ .

La Figura 2.32 muestra la desviación estándar compleja  $\sigma_c$  (ecuación (2.54)) medida sobre los 100.000 valores del experimento en función de la relación señal a ruido en un rango de -40 a 40 dB. Cuando la amplitud del ruido es baja (SNR alta), la desviación estándar de las fases

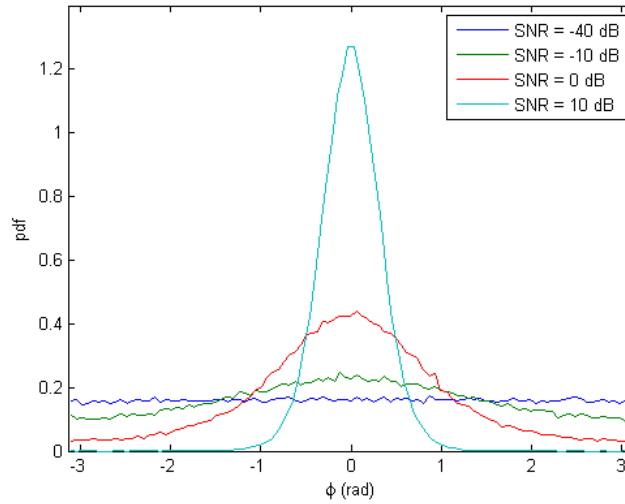


Figura 2.33 – Función de densidad de probabilidad de las fases de los datos de apertura para distintos valores de la relación señal/ruido.

tiende a cero, ya que  $\varphi_s' \approx \varphi_s$ . A medida que el ruido aumenta, también aumenta la desviación estándar, tomando valores próximos a  $0.8$  cuando la  $SNR \approx 0$ . Cuando la amplitud del ruido es mucho mayor que la de la señal, la desviación estándar de las fases se aproxima a  $1$ , igual a la desviación estándar de la fase del ruido.

Al realizar este proceso, se puede estimar la función de densidad de probabilidad (*pdf*) a partir del histograma. La Figura 2.33 muestra la *pdf* para 4 valores de  $\sigma_\eta$ . Para  $SNR = -40dB$  (trazo azul) la *pdf* es constante y vale  $1/2\pi$ , lo cual se corresponde con la distribución de la fase del vector de ruido,  $U(-\pi, \pi)$ . A medida que la  $SNR$  aumenta, la dispersión de las fases disminuye, y la *pdf* va tomando forma de campana. El caso límite se da para  $\sigma_\eta = 0$  (sin ruido), donde la *pdf* será una *delta de Dirac* en  $\varphi_s = 0$ .

Esta forma de la *pdf* es característica de dos distribuciones circulares clásicas, la de *von Mises* y la *normal enrollada*. La primera, está caracterizada por la función de densidad de probabilidad [Jammalamadaka, 2001]:

$$f(\varphi; \varphi, k) = \frac{e^{k \cos(\varphi - \varphi)}}{2\pi I_0(k)} \quad 0 \leq \varphi \leq 2\pi \quad (2.142)$$

donde  $I_0(\cdot)$  es la *función* modificada de Bessel de orden 0,  $\varphi$  representa la media y  $k$  es la *concentración* (inversa de la dispersión).

La distribución normal enrollada tiene la función de densidad de probabilidad:

$$f(\varphi) = \frac{1}{2\pi} \left[ 1 + 2 \sum_{p=1}^{\infty} \tilde{\varphi}^{p^2} \cos p(\varphi - \tilde{\varphi}) \right] \quad 0 \leq \varphi < 2\pi, \quad 0 \leq \rho \leq 1 \quad (2.143)$$

cuya *media* es  $\tilde{\varphi}$ , la longitud media del vector resultante es  $\rho$  y la varianza circular  $v_{cir}=1-\rho$ . Esta función resulta al aplicar la función  $\varphi = \text{mod}(\Phi, 2\pi)$  cuando  $\Phi$  tiene una distribución normal,  $N(\tilde{\varphi}, \sigma^2)$ , con lo que  $\rho = \exp(-\sigma^2/2)$  y  $\sigma^2 = -2 \log \rho$ . De esta relación se deduce la definición de la desviación estándar circular dada en (2.5).

Una y otra son difíciles de distinguir entre sí a partir del ajuste de los datos, pudiendo utilizarse cualquiera de ellas en aplicaciones reales [Fisher, 1995]. Además, cuando la varianza de las fases es relativamente baja ( $\sigma^2 < 0.4$ ), la función de densidad de ambas es similar [Jammalamadaka, 2001]. En este trabajo se utiliza la distribución de von Mises al proporcionar una formulación cerrada que evita evaluar la suma infinita en (2.143).

En general, supondremos que  $\tilde{\varphi} = 0$ , con lo que la función de distribución de probabilidad queda como:

$$f(\varphi; k) = \frac{e^{k \cos \varphi}}{2\pi I_0(k)} \quad (2.144)$$

Esta función resulta adecuada para representar la distribución de las fases de los datos de apertura en función de la relación señal/ruido. En particular, para  $k=0$ , se reduce a la distribución uniforme con densidad de probabilidad  $1/2\pi$ , pues  $I_0(0)=1$ . Para  $k$  elevado, la distribución se aproxima a la normal con varianza  $1/k$ , lo que se corresponde con una alta relación señal/ruido.

La Figura 2.34a) muestra  $f(\varphi; k)$  para diversos valores de  $k$ . Se observa la similitud con las curvas de la Figura 2.33 obtenidas numéricamente. Cuando la SNR es baja ( $k \approx 0$ ), la distribución de las fases es aleatoria y uniforme (una *pdf* plana); al crecer la SNR, las fases se concentran alrededor de  $\varphi=0$  (que es la fase de referencia de la señal), con varianza decreciente. La varianza de la distribución de von Mises viene dada por:

$$\sigma^2 = 1 - \frac{I_1(k)}{I_0(k)} \quad (2.145)$$

donde  $I_1(\cdot)$  es la *función* modificada de Bessel de primer orden. La Figura 2.34b) muestra  $\sigma^2$  en función de  $k$  que, al compararla con el resultado de la Figura 2.32, manifiesta que existe

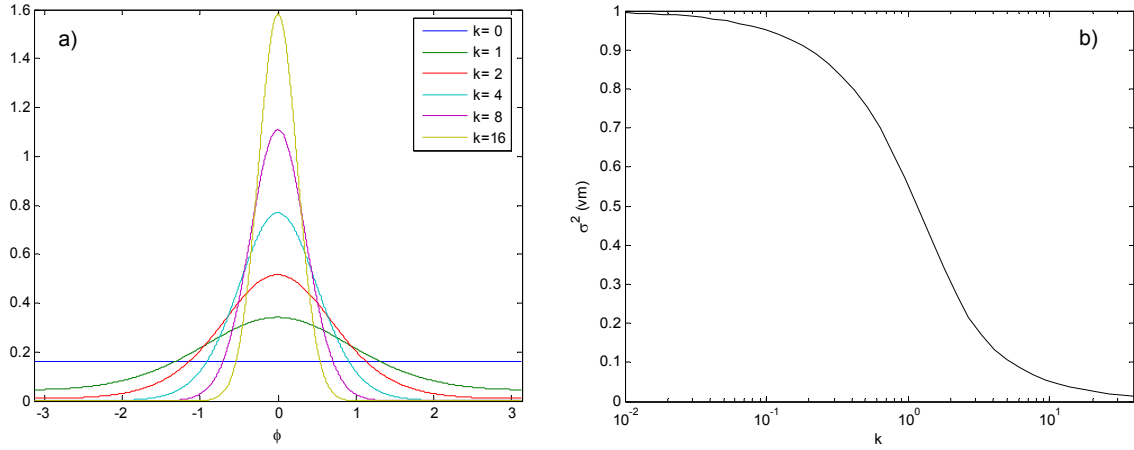


Figura 2.34 – a) Función de densidad de probabilidad de la distribución von Mises para diferentes valores del parámetro  $k$ ; b) Varianza circular.

una clara relación entre el parámetro  $k$  de la distribución y la relación señal/ruido  $SNR$ . La estimación por máxima verosimilitud ( $MLE$ )  $\hat{k}$  del parámetro  $k$ , es la solución a la ecuación [Fisher, 1995]:

$$\frac{I_1(\hat{k})}{I_0(\hat{k})} = \tilde{R} \quad (2.146)$$

donde  $\tilde{R}$  es la longitud media del vector resultante de la suma vectorial de  $N$  fases:

$$\tilde{R} = \frac{1}{N} \sqrt{\left( \sum_{i=1}^N \cos \varphi_i \right)^2 + \left( \sum_{i=1}^N \sin \varphi_i \right)^2} \quad (2.147)$$

No existe una ecuación cerrada para  $\hat{k}$ , aunque sí algunas aproximaciones en función del rango de  $\tilde{R}$ . En el caso de la distribución de las fases de los datos de apertura en presencia de ruido es  $0 \leq \tilde{R} \leq 1$ , y habría que utilizar múltiples funciones para estimar  $\hat{k}$  [Fisher, 1995]. Alternativamente, se puede obtener un valor empírico mediante el ajuste a una función por aproximaciones sucesivas, método que se ha utilizado aquí, resultando:

$$k \approx 0.63 \cdot SNR^{1.8} \quad (2.148)$$

donde  $SNR$  es la relación señal/ruido en escala lineal. La Figura 2.35 muestra el ajuste obtenido con esta aproximación. De este modo, se puede estimar el valor de los factores de coherencia para un reflector en el foco en función de la relación señal a ruido mediante:

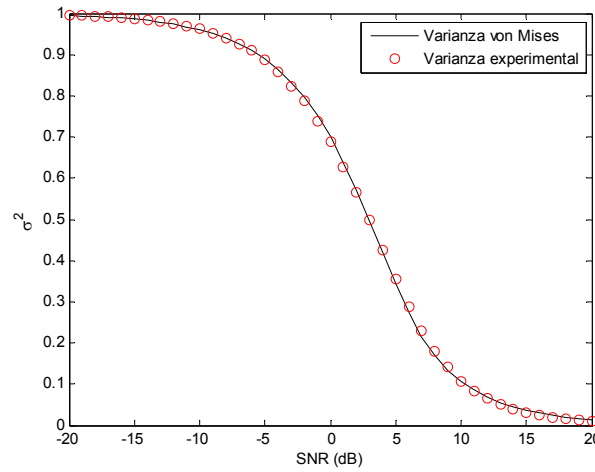


Figura 2.35 –Varianza circular de la distribución von Mises con  $k=0.63 \cdot SNR^{1.8}$  (línea continua) y ajuste experimental (círculos rojos).

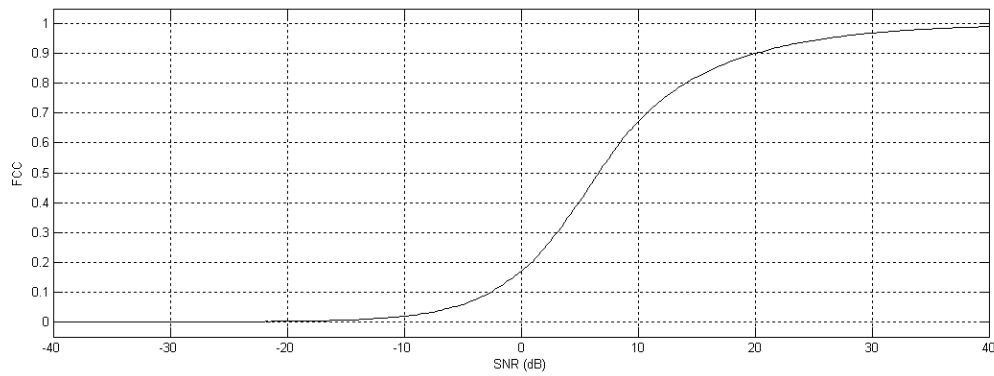


Figura 2.36 – Valor esperado del FCC en función de la relación señal a ruido (en dB).

$$\sigma = \sqrt{1 - \frac{I_1(0.63 \cdot SNR^{1.8})}{I_0(0.63 \cdot SNR^{1.8})}} \quad (2.149)$$

Como conclusión, se dispone de una formulación cerrada para estimar la desviación estándar de la fase en función de la relación señal/ruido, dada por la ecuación (2.146). Esta estimación se utilizará para evaluar la *duración* de un pulso ultrasónico en banda ancha, aspecto que se analiza en el próximo capítulo.

Además, a partir de (2.149) podemos calcular el *FCC* esperado en función de la *SNR* (Figura 2.36). Como es lógico, se aproxima a cero cuando la *SNR* es baja y a uno cuando la *SNR* es alta. En particular, para que un reflector ubicado en el foco no pierda más de 3 dB de amplitud al aplicar el *FCC*, la relación señal a ruido debe ser mejor que 10.5 dB.



## 2.9 Resumen y conclusiones del capítulo

En este capítulo se han presentado los fundamentos teóricos de la técnica propuesta, en onda continua, definiendo cuatro factores de coherencia correspondientes a diferentes definiciones de las fases de los datos de apertura: fase absoluta ( $FCA$ ), valor principal de la fase ( $FCF$ ), distribución circular de la fase ( $FCC$ ) y discretización extrema de la fase al signo de la señal ( $FCS$ ).

En cada caso, se ha analizado su comportamiento en cuanto a las modificaciones que introducen en el patrón lateral del array cuando se utilizan para ponderar la salida de un conformador convencional. Los resultados más destacables son:

- Se puede lograr un estrechamiento arbitrario del lóbulo principal mediante la elección del umbral  $\sigma_U$  que interviene en la formulación de cada factor de coherencia de fase ( $FCA$ ,  $FCF$  y  $FCC$ ), obteniéndose una expresión cerrada para el  $FCF$ . La anchura mínima del lóbulo principal resultante con el procesamiento con el  $FCS$  es la mitad de la del original, utilizando un exponente  $p$  de valor alto en la formulación del  $FCS^p$ .
- Se demuestra que, eligiendo  $\sigma_U = \sigma_0$  = desviación estándar de la distribución uniforme de las fases en cada caso, la anchura del lóbulo principal entre ceros (criterio de Rayleigh) no varía respecto al original. Aunque los cruces por cero se mantienen el lóbulo principal se estrecha, lo que representa un incremento en la resolución lateral según el criterio  $FWHM$ , o según cualquier otro criterio basado en medir la anchura del lóbulo principal a un determinado nivel por debajo de su máximo valor.
- La anchura del lóbulo principal del  $FCF$  y  $FCS$  varía con la profundidad de forma periódica, lo que puede generar en la imagen un artefacto visible en forma de “persiana”. Este problema, cuya solución se propone en el próximo capítulo, no aparece con el  $FCC$  ni con el  $FCA$ , debido a que la fase absoluta y la fase circular no presentan discontinuidades en torno a  $\pm\pi$ .
- El procesamiento con cualquier factor de coherencia de fase o signo reduce significativamente el nivel de los lóbulos laterales. Se demuestra que fuera del lóbulo principal, el  $FCF$  tiende a cero siguiendo una función  $1/\sqrt{n}$  y los  $FCC$  y  $FCS$  tienden a cero siguiendo una función  $1/n$ , siendo  $n$  el número de fases involucradas en el cálculo del

factor de coherencia. En estos valores se reducen las indicaciones procedentes de los lóbulos laterales al aplicar estos factores de coherencia. Por su parte, el *FCA* se anula en los lóbulos laterales y, por tanto, eliminan por completo las indicaciones que proceden de reflectores ubicados fuera del lóbulo principal.

- La utilización de un único foco en emisión no afecta al valor de los factores de coherencia si se opera con focalización dinámica en recepción. Sin embargo, cuando se crea un único foco en recepción, la profundidad de foco se reduce respecto a la original con el procesamiento con cualquier factor de coherencia de fase o signo dentro del campo cercano. Por tanto, es recomendable utilizar focalización dinámica en recepción junto con el procesamiento de coherencia. En campo lejano, el *FCS* mantiene la profundidad de foco original, siendo el más adecuado para esta situación (típica de ciertas aplicaciones en END).
- Se han definido diversas formas de aplicar los factores de coherencia en imágenes SAFT, que difieren en la cantidad de señales involucradas en el cálculo de los factores. El *factor de coherencia global* se calcula a partir de las  $n_P \cdot n_R$  muestras utilizadas para conformar cada píxel de la imagen final, mientras que el *factor de coherencia parcial* se calcula a partir de las  $n_R$  muestras obtenidas con cada disparo. Las imágenes parciales de coherencia así obtenidas se pueden combinar mediante diversas funciones. Durante este trabajo se utilizan el promediado y el máximo, dando lugar a los factores de coherencia *media* y *máxima* respectivamente.
- La discretización de los retardos reduce el valor máximo del factor de coherencia en el lóbulo principal, pero no aumenta su valor en los lóbulos laterales como sucede en la imagen convencional. La pérdida de amplitud que resulta es pequeña (3 a 6 dB) para retardos discretizados con resolución cercana a la frecuencia de muestreo de Nyquist, lo que proporciona una alternativa para reducir la complejidad de los conformadores. En particular, permite eliminar los filtros de interpolación necesarios para elevar la resolución de los retardos de focalización en recepción cuando la frecuencia de muestreo no es suficientemente elevada.
- Se ha obtenido una formulación cerrada que permite estimar la desviación estándar de las fases y, por consiguiente, el valor del factor de coherencia en función de la relación señal/ruido. Se ha verificado que la distribución de las fases de los datos de apertura en

presencia de ruido se ajusta bien a una distribución de von Mises. Estos resultados permitirán determinar la longitud efectiva del pulso ultrasónico, desde el punto de vista de su fase, en presencia de ruido y en función del ancho de banda de la señal.

## Capítulo 3

---

### **Imagen por coherencia de fase en onda pulsada**

La hipótesis de onda continua es útil para obtener expresiones cerradas de los resultados esperados en función de diversos parámetros y, generalmente, representa un “peor caso” que permite establecer los límites de aplicación en situaciones más favorables. Sin embargo, para la generación de imágenes ultrasónicas con arrays por pulso-eco es habitual trabajar con señales de banda ancha, para las cuales no son válidos algunos de los resultados obtenidos bajo la hipótesis de onda continua. Además, el comportamiento de los factores de coherencia en algunas situaciones, como en presencia de lóbulos de rejilla, sólo puede ser analizado en onda pulsada, ya que depende fuertemente de la duración de las señales.

Este capítulo se dedica a analizar el comportamiento de los factores de coherencia para formar imágenes en condiciones reales de onda pulsada. Se analiza la resolución lateral y su relación con la reducción del ancho del lóbulo principal caracterizado en el capítulo anterior, para uno y dos reflectores, de la misma o diferente amplitud y para diversos factores de coherencia. Dado que el comportamiento de los factores de coherencia difiere en el caso de las imágenes obtenidas mediante técnicas SAFT o mediante phased-array, ambas modalidades se analizan por separado.

Por otra parte, se analiza la capacidad de la técnica de imagen por coherencia de fase para reducir los lóbulos laterales y la consiguiente mejora del rango dinámico. El análisis en onda pulsada resulta esencial, además, para evaluar la capacidad de supresión de lóbulos de rejilla.

Asimismo se abordan otros temas importantes, como el filtrado de las trazas ponderadas por factores de coherencia de fase y signo, para resolver los problemas creados por el “efecto persiana” descritos en el capítulo anterior. Otro aspecto importante es la capacidad de la técnica propuesta para reducir el ruido de grano (*speckle*).

Este capítulo ofrece, por tanto, los elementos para cuantificar las capacidades de la nueva técnica en la mejora simultánea de la resolución lateral, del contraste, rango dinámico y de la relación señal/ruido, así como la reducción de los artefactos generados por los lóbulos laterales, de rejilla y de discretización de los retardos de focalización en condiciones reales.

### 3.1 Estimación de la duración de una onda pulsada para el cálculo de los factores de coherencia.

Cuando se considera únicamente la amplitud de las señales recibidas, su duración depende de la frecuencia y del ancho de banda. Cuanto mayor es este último, más rápidamente decae la envolvente y menor es la duración del eco, que puede medirse como el intervalo en el que la envolvente es mayor a un determinado valor.

Para estudiar el comportamiento de los factores de coherencia en onda pulsada, es necesario establecer la duración de la señal en lo que a su fase se refiere. Esto es, determinar en qué intervalo de tiempo se puede considerar que la fase instantánea es igual a la del eco recibido, y cómo depende este parámetro de la relación señal a ruido y del ancho de banda.

Para realizar este estudio consideraremos una señal ultrasónica de envolvente gaussiana y banda ancha representada mediante la ecuación (1.23) que se repite aquí:

$$g(t) = A(t)\cos(\omega_s t + \varphi) = e^{-t^2/2b^2} \cos(\omega_s t + \varphi) \quad (3.1)$$

donde el parámetro  $b$  determina el ancho de banda, y se calcula a -6 dB como (ec. (1.26)):

$$b = \frac{\sqrt{8\ln(2)}}{\omega_s \cdot BW} \approx \frac{2.355}{\omega_s \cdot BW} \quad (3.2)$$

siendo  $BW$  el ancho de banda fraccional. O en su forma analítica:

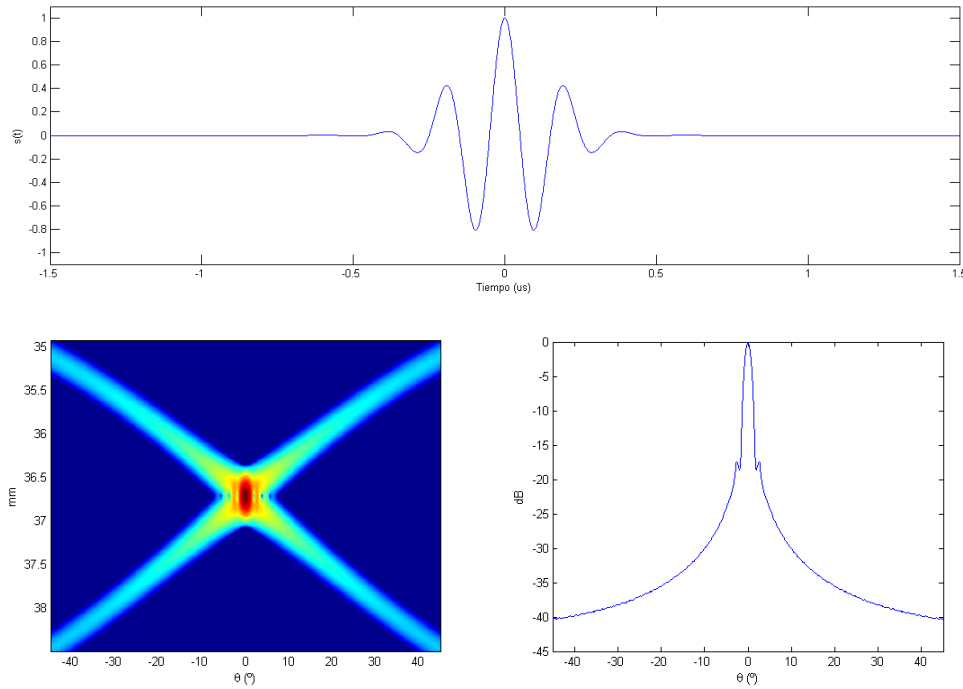


Figura 3.1 – (Arriba) Señal sinusoidal con envolvente gaussiana,  $f_s=5$  MHz y  $bw=50\%$ . (Izq) Imagen de un reflector situado en el centro del campo cercano ( $R=0.5R_u$ ,  $\theta=0^\circ$ ) producida con un array lineal de 64 elementos distanciados  $\lambda/2$  y  $BW=50\%$ . (Dcha) Patrón lateral correspondiente

$$g_C(t) = A(t)e^{j(\omega_s t + \varphi)} \quad (3.3)$$

En particular, buena parte de las simulaciones en este trabajo se realizan con señales del 50% de ancho de banda, frecuencia central 5 MHz, emitidas desde el centro de un array de 64 elementos separados  $\lambda/2$  en agua. En recepción, todas las muestras están focalizadas. Como referencia, la Figura 3.1 muestra el pulso ultrasónico correspondiente a estos parámetros y la imagen (*PSF*) de un reflector ubicado en  $R=0.5R_u$  y  $\theta=0^\circ$ , junto con el patrón lateral resultante.

Siempre que la envolvente  $A(t)$  tome valores reales, la fase de  $S(t)$  dependerá únicamente de la exponencial compleja en (3.3), que es igual a la fase en onda continua (Figura 3.2 izq). Por tanto, en ausencia de ruido, los factores de coherencia serán idénticos a los de onda continua. Sin embargo, cuando las señales contengan ruido, la fase coincidirá básicamente con la original en las zonas donde la relación señal a ruido es buena y presentará un comportamiento aleatorio donde el ruido sea mayor o del orden de magnitud de la señal, como ocurre en la señal derecha de la Figura 3.2 en la zona donde no hay eco.

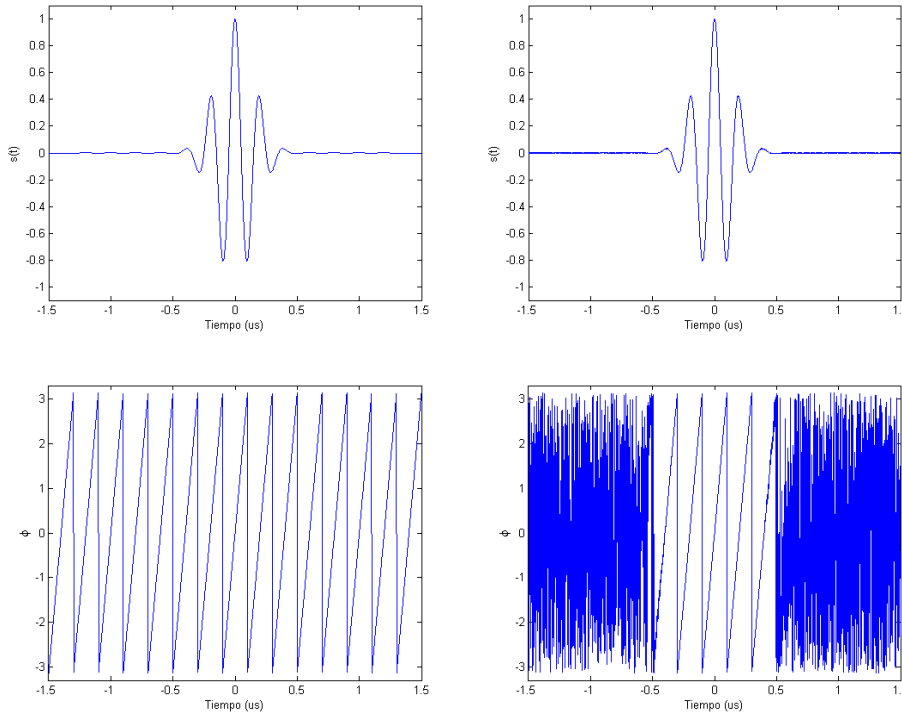


Figura 3.2 – Amplitud y fase de una señal con envolvente gaussiana y ancho de banda 25% (a y c) sin ruido, (b y d) con ruido de amplitud  $-60$  dB.

Esto significa que, desde el punto de vista de la coherencia de fase, podemos decir que la duración de una onda pulsada está determinada no sólo por la frecuencia y el *ancho de banda* sino también por el *nivel de ruido*. A medida que disminuye la  $SNR$ , aumenta la dispersión de las fases en torno a la fase instantánea de la señal sin ruido y, por consiguiente, se reduce el valor del factor de coherencia.

Un posible criterio para acotar la duración del pulso es que, para cierta relación envolvente-a-ruido  $SNR_u$ , el factor de coherencia circular  $FCC$  se reduzca a 0.5. Habiendo ajustado la fase de señales con ruido a una distribución de *von Mises* (ver §2.8), el problema es sencillo. En esta distribución, la desviación estándar circular viene dada por la ecuación (2.145), repetida aquí:

$$\sigma_C = \sqrt{1 - \frac{I_1(k)}{I_0(k)}}, \quad k \approx 0.63 \cdot SNR^{1.8} \quad (3.4)$$

Por otra parte, el factor de coherencia de fase circular está dado por  $FCC = 1 - \sigma_C$  (ecuación (2.59) con  $\sigma_u = 1$ ). Imponiendo  $FCC \geq 0.5$  resulta  $\sigma_C \leq 0.5$ , y operando en (3.4),

$$\frac{I_1(k)}{I_0(k)} \leq 0.75 \quad (3.5)$$

que proporciona  $k=2.37$ ; resolviendo para  $SNR$  resulta  $SNR_u \approx 2.1$  (6.4 dB). Con esto, puede estimarse la duración del pulso, desde el punto de vista de la coherencia de fase, igualando la envolvente de la señal al producto de  $SNR_u$  por la desviación estándar del ruido,  $\sigma_\eta$ :

$$e^{\frac{-t_c^2}{2b^2}} = SNR_u \sigma_\eta \quad (3.6)$$

donde  $t_c$  es el instante de tiempo para el cual se verifica (3.6). Sustituyendo y operando:

$$t_c = \frac{T_s}{BW} \left( \frac{2\sqrt{\ln 2}}{\pi} \sqrt{\ln \left( \frac{1}{SNR_u \sigma_\eta} \right)} \right) \quad (3.7)$$

donde  $T_s = 1/f_s$ . Como  $g(t)$  está normalizada a la unidad ( $g(0) = 1$ ), sustituyendo  $SNR = 1 / \sigma_\eta$ ,

$$t_c = \frac{T_s}{BW} \left( \frac{2\sqrt{\ln 2}}{\pi} \sqrt{\ln \left( \frac{SNR}{SNR_u} \right)} \right) \quad (3.8)$$

Teniendo en cuenta que la duración total del pulso es  $T_P = 2t_c$  y, con  $SNR_u = 2.1$ ,

$$\frac{T_P}{T_s} \approx \frac{1}{BW} \sqrt{\ln \left( \frac{SNR}{2.1} \right)} \quad (3.9)$$

Esta expresión permite calcular la longitud temporal de la señal en función del ancho de banda y de la relación señal a ruido a efectos del cálculo del factor de coherencia. La Figura 3.3 muestra un ejemplo para un array de 64 elementos, frecuencia central  $f_s = 5 \text{ MHz}$ , ancho de banda relativo  $BW = 0.6$  y con una relación señal a ruido  $SNR = 30 \text{ dB}$ . Se supone un único reflector en el foco. De arriba a abajo se muestran la señal recibida por un elemento, su fase instantánea y el  $FCC$  obtenido a partir de las 64 señales. Las líneas rojas indican la duración del pulso según (3.9). Se observa que, en el tiempo comprendido entre estas líneas, el error de fase introducido por el ruido es bajo y el  $FCC$  es mayor a 0.5. Para  $|t| > t_c$  la dispersión de las fases aumenta rápidamente, lo cual se corresponde con la zona de mayor pendiente en la Figura 2.35 cuando  $SNR < 6 \text{ dB}$ .



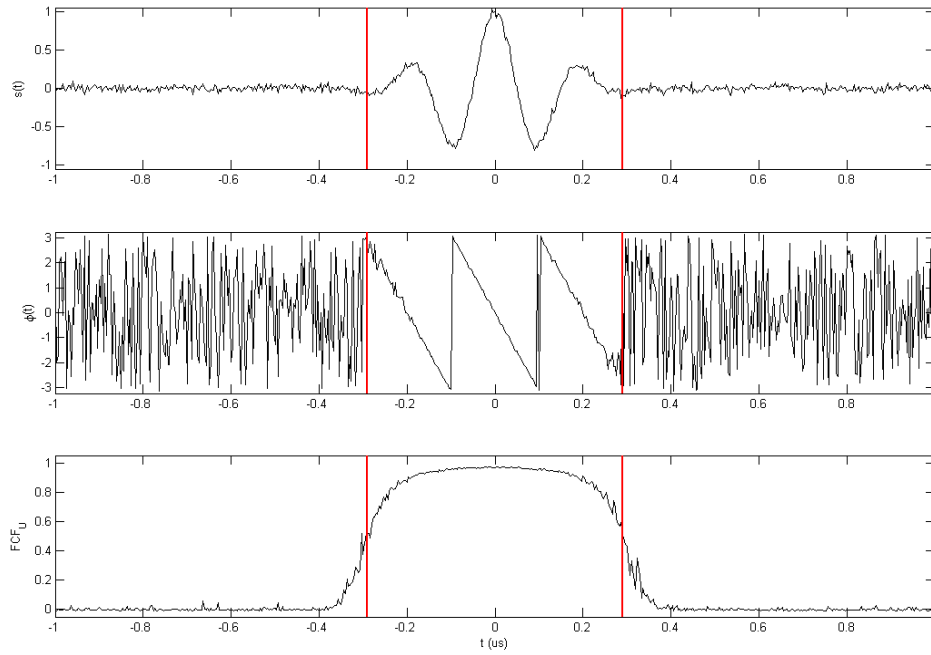


Figura 3.3 – Señal con  $f_s = 5 \text{ MHz}$ ,  $BW = 0.6$  y  $SNR = 30 \text{ dB}$ : (arriba) señal; (medio) fase; (abajo)  $FCC$ . Las líneas rojas están ubicadas en  $|t| = t_c$  según (3.9)

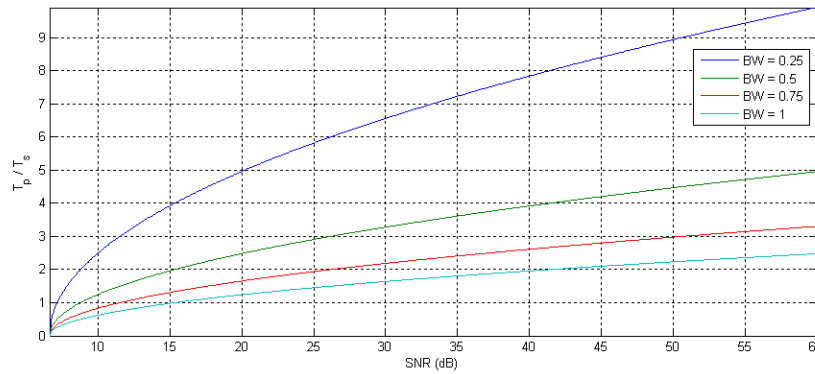


Figura 3.4 – Duración normalizada de la señal calculada según (3.9), en función de la relación señal a ruido y para distintos valores del ancho de banda.

Según (3.9), la duración del pulso es inversamente proporcional al ancho de banda, y aumenta con la  $SNR$  aunque de forma no lineal (Figura 3.4). Cabe destacar, además, que (3.9) es válida solamente para valores de  $SNR \geq SNR_u$ .

## 3.2 Factores de coherencia en imágenes SAFT

En este apartado se analiza el comportamiento de los factores de coherencia respecto a resolución lateral, aumento del rango dinámico y reducción de los lóbulos de rejilla para las imágenes obtenidas mediante métodos de apertura sintética.

El análisis comienza suponiendo un reflector aislado, lo cual permite evaluar la reducción en la anchura del lóbulo principal y en el nivel de los lóbulos laterales. Seguidamente se analizan la mejora en la resolución lateral considerando el caso de dos reflectores próximos entre sí, de igual o diferente amplitud. Finalmente se estudia la reducción de los artefactos generados por los lóbulos de rejilla en arrays dispersos.

En todos los casos se comparan los resultados obtenidos por simulación en onda pulsada con los que predice el análisis matemático en onda continua desarrollado en el Capítulo 2.

### 3.2.1 Análisis con un solo reflector

Estudiar la imagen obtenida aplicando los factores de coherencia de fase y de signo bajo la presencia de un único reflector (*PSF*) es útil para determinar algunos parámetros del *patrón lateral* resultante en onda pulsada (anchura del lóbulo principal, nivel de los lóbulos laterales, profundidad de foco, etc.).

La Figura 3.5 muestra la imagen de la *PSF* de los distintos factores de coherencia de fase para un array de 64 elementos separados  $\lambda/2$ , frecuencia central 5 MHz, ancho de banda del 50% y un único reflector ubicado en  $\theta=0^\circ$  y  $R=0.5R_u$ . La relación señal a ruido en cada uno de los elementos es de 60 dB. Como preveía el análisis en onda continua (§2.3), tanto el *FCF* como el *FCF<sub>A</sub>* presentan variaciones en el ancho de lóbulo principal que son visibles en la imagen (Figura 3.5 b y c). El *FCA* y el *FCC* no presentan estas variaciones y, además, logran un mayor nivel de reducción de los lóbulos laterales (Figura 3.5 d y e).

La Figura 3.6 muestra el *patrón lateral* obtenido al aplicar cada uno de los factores de coherencia de fase. El fondo de ruido del patrón lateral original (azul) es, aproximadamente, de -40 dB, del orden de  $1/N$  según la teoría para onda continua ( $20\log_{10} 1/64 = -36$  dB).

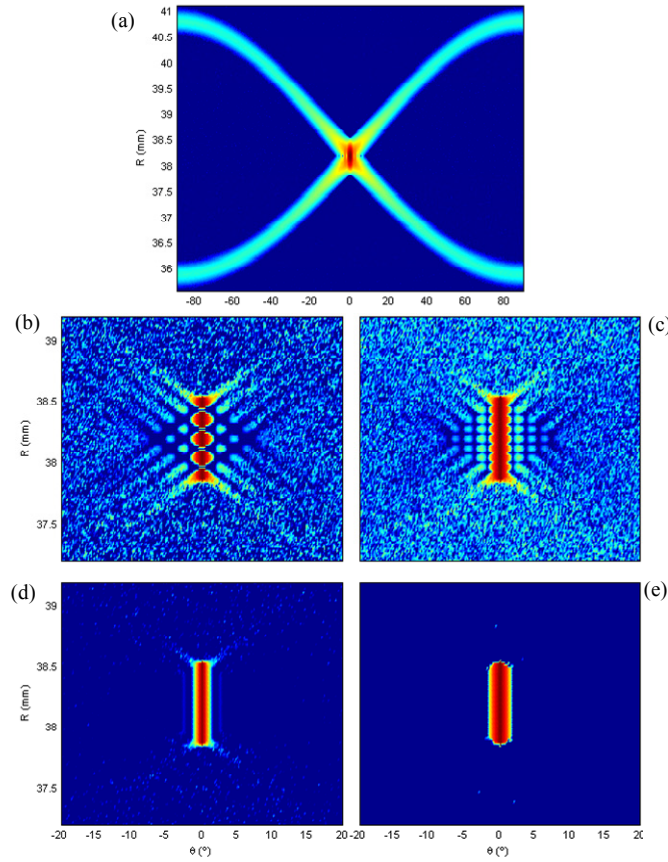


Figura 3.5 – Imágenes obtenidas por simulación para un único reflector: (a) *PSF* Original (b) *FCF* (c) *FCF<sub>A</sub>* (d) *FCC* y (e) *FCA* en torno al reflector. Rango dinámico (a) 70 dB (b,c,d,e) 35 dB.  $N = 64$ ,  $d = \lambda/2$ ,  $\sigma_\eta = -60$  dB.

Todos los factores de coherencia reducen este nivel: en 20 dB el *FCF* y el *FCF<sub>A</sub>* y en 30 dB el *FCC*. Debido a la umbralización, el *FCA* reduce a cero el fondo de ruido del array. En cuanto al primer lóbulo lateral, cuya amplitud es de -17 dB en el patrón original, se reduce en 18 dB al aplicar *FCF* y *FCF<sub>A</sub>* y en 32 dB al aplicar el *FCC*. En el caso del *FCA* el primer lóbulo lateral desaparece tras su aplicación debido a que vale cero fuera del lóbulo principal.

La anchura del lóbulo principal según el criterio FWHM es de 2.2° en el patrón lateral original. Al aplicar los factores de coherencia se reduce a 1.28° al aplicar el *FCA* y el *FCF*, y a 0.9° al aplicar el *FCC*. Estos resultados concuerdan con los obtenidos en §2.3.2.1.

La Figura 3.7 muestra las *PSF* de los factores de coherencia de signo *FCS* y *FCS<sub>m</sub>* para la misma simulación que en la Figura 3.5. El *FCS* presenta oscilaciones de amplitud en la dirección de propagación, por las razones expuestas en §2.4 (efecto “persiana”) mientras que el *FCS<sub>m</sub>* reduce considerablemente este efecto manteniendo mucho más constante la anchura del haz.

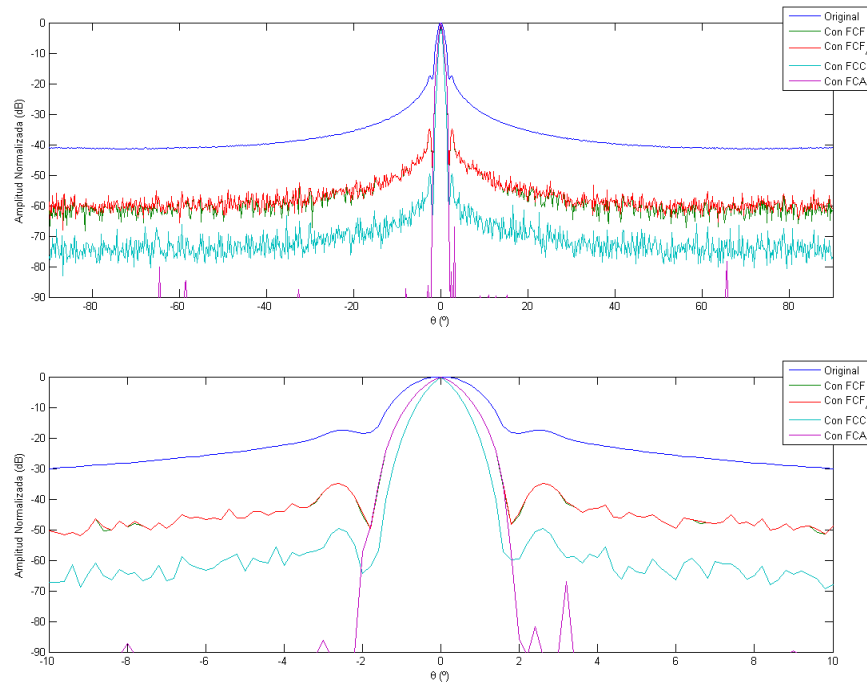


Figura 3.6 – a) Patrón lateral original (azul) y después de aplicar  $FCF$  (Verde),  $FCF_A$  (Rojo),  $FCC$  (Cian) y  $FCA$  (Violeta). b) Detalle del lóbulo principal.  $N = 64$ ,  $d = \lambda/2$ ,  $\sigma_\eta = -60$  dB.

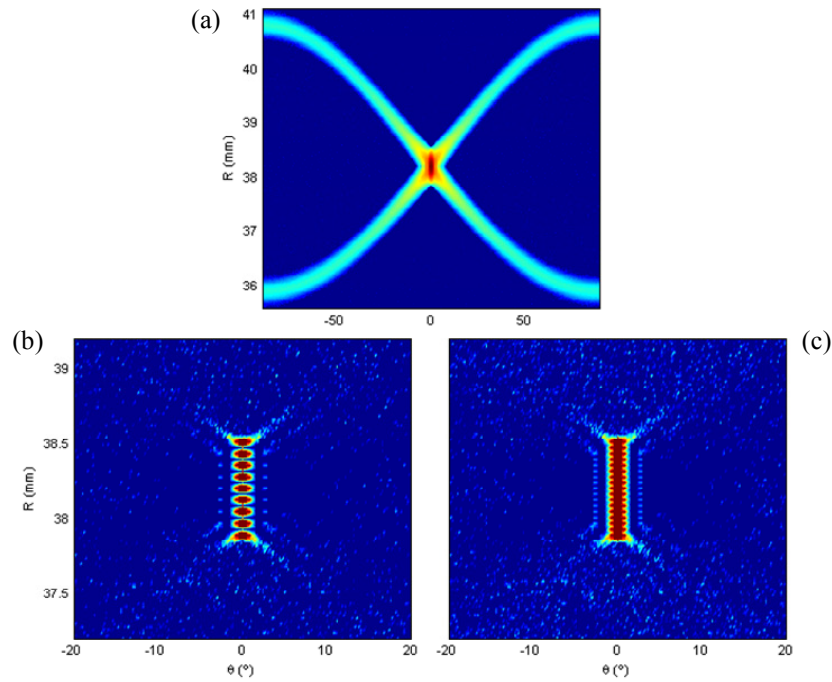


Figura 3.7 – Imágenes obtenidas por simulación para un único reflector: (a)  $PSF$  Original (b)  $FCS$  (c)  $FCS_m$  en torno al reflector. Rango dinámico (a) 70 dB (b, c) 35 dB.  $N = 64$ ,  $d = \lambda/2$ ,  $\sigma_\eta = -60$  dB.

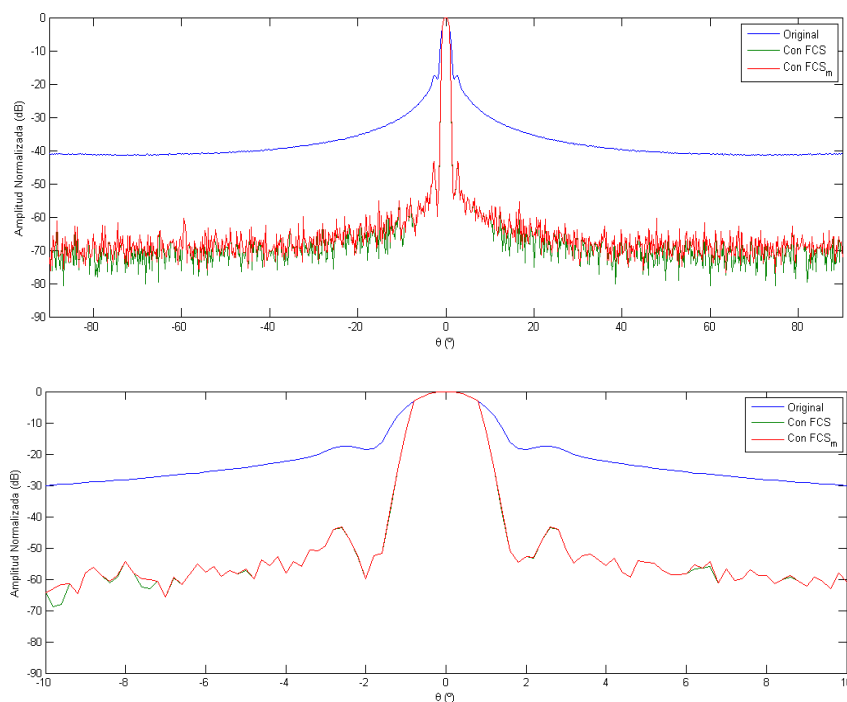


Figura 3.8 – a)  $LSF$  original (azul) y después de aplicar  $FCS$  (Verde), y  $FCS_m$  (Rojo). b) Detalle del lóbulo principal.  $N = 64$ ,  $d = \lambda/2$ ,  $\sigma_\eta = -60$  dB.

La Figura 3.8 muestra el patrón lateral resultante con cada uno de los métodos. Se observa que ambos factores de coherencia de signo producen resultados similares respecto al nivel de reducción de los lóbulos laterales y mantienen la amplitud del lóbulo principal original para  $|\theta| \leq \theta_Z/2$ . Así pues, el procesamiento con un factor de coherencia de signo atenúa los lóbulos laterales en unos 30 dB, dejando pasar intactas las indicaciones que proceden de la parte central del lóbulo principal.

A modo de resumen, la Figura 3.9 muestra un detalle de la  $PSF$  obtenida en torno al reflector antes y después de aplicar los factores  $FCF$ ,  $FCC$ ,  $FCS$  y  $FCS_m$ . En todos los casos se observa una reducción de los lóbulos laterales a niveles por debajo de -50 dB y una disminución de la anchura del lóbulo principal próxima a un 50%. Se observa que los factores calculados a partir de la señal compleja ( $FCC$  y  $FCS_m$ ) no introducen variaciones en la anchura del lóbulo principal con la profundidad, mientras que los factores basados únicamente en la señal real ( $FCF$  y  $FCS$ ) generan en la imagen un patrón de “persiana” debido a este fenómeno. Dado que estos últimos introducen ventajas importantes a la hora de su realización física, en la siguiente sección se estudia la posibilidad de reducir dicho fenómeno, mediante la aplicación de diferentes filtros.

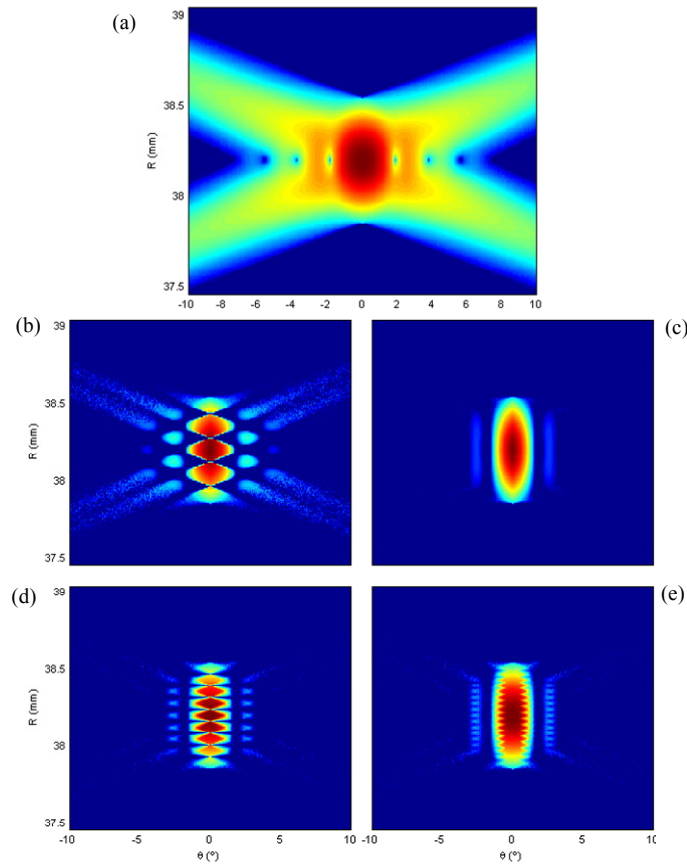


Figura 3.9 – Imágenes obtenidas (a) antes y después de aplicar los factores (b)  $FCF$ , (c)  $FCC$ , (d)  $FCS$  y (e)  $FCS_m$ . Rango dinámico 70 dB,  $N = 64$ ,  $d = \lambda/2$ ,  $\sigma_\eta = -60$  dB.

### 3.2.1.1 Filtrado lineal de los factores de coherencia

Los factores de coherencia calculados a partir de la parte real de las señales recibidas tienen la ventaja de no requerir la obtención de las señales en cuadratura, lo cual reduce significativamente los requerimientos hardware para su implementación en tiempo real. Sin embargo, presentan el inconveniente de que la anchura del lóbulo principal depende de la profundidad, generando el patrón de “persiana” presente en la Figura 3.9.

La Figura 3.10 muestra los factores  $FCF$  (verde) y  $FCS$  (rojo) en la dirección axial, junto con la señal recibida (azul) para  $\theta=0.9^\circ$ , correspondiente a la mitad del ángulo del primer cero del lóbulo principal (esto es, dentro del lóbulo principal, pero ligeramente fuera de su eje). Se

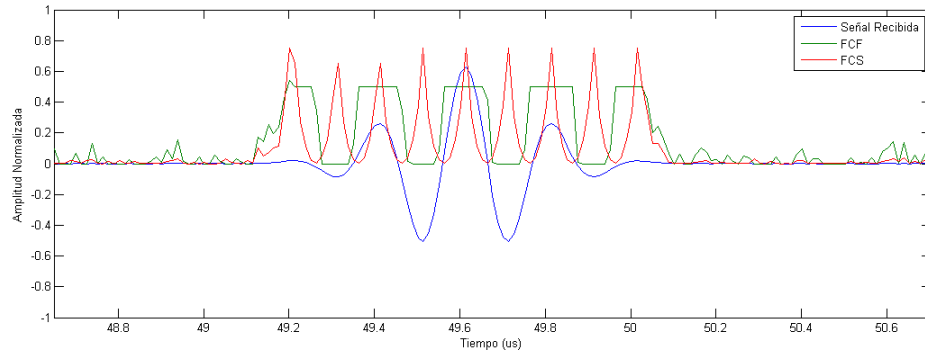


Figura 3.10 – A-SCAN original (azul) junto con los factores  $FCF$  (verde) y  $FCS$  (rojo) para  $\theta=0.9^\circ$ .

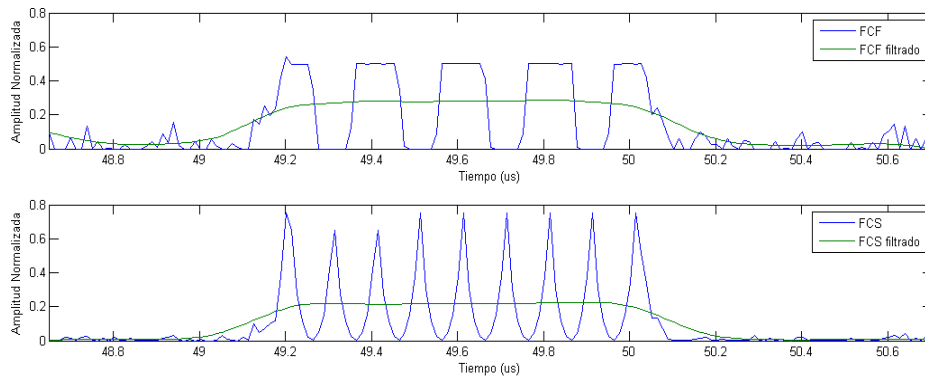


Figura 3.11– Arriba:  $FCF$  antes (azul) y después de aplicar un filtro paso-bajo de frecuencia de corte  $f_s/2$  (verde), para  $\theta = 0.9^\circ$ . Abajo: Idem para el  $FCS$ .

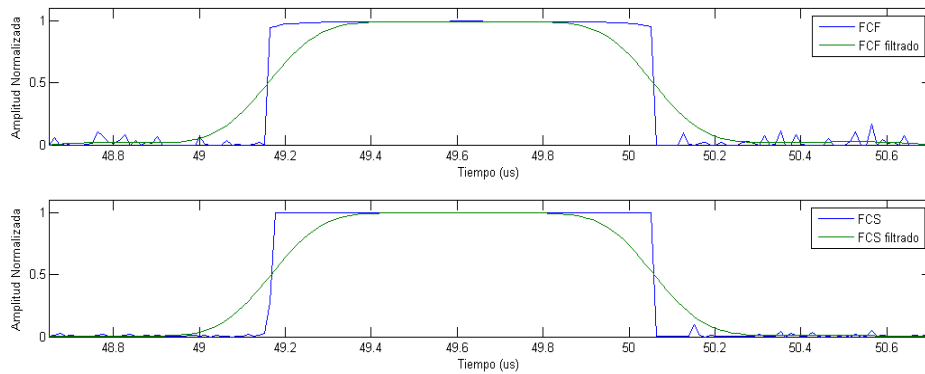


Figura 3.12– Arriba:  $FCF$  antes (azul) y después de aplicar un filtro paso-bajo de frecuencia de corte  $f_s/2$  (verde), para  $\theta = 0^\circ$ . Abajo: Idem para el  $FCS$ .

observa la dependencia de ambos factores con la profundidad y, además, que la variación está relacionada con la frecuencia central de la señal,  $f_s$ .

En particular, las oscilaciones del  $FCF$  tienen el mismo período que la señal recibida, mientras que el  $FCS$  oscila al doble de la frecuencia fundamental. En base a esta observación,

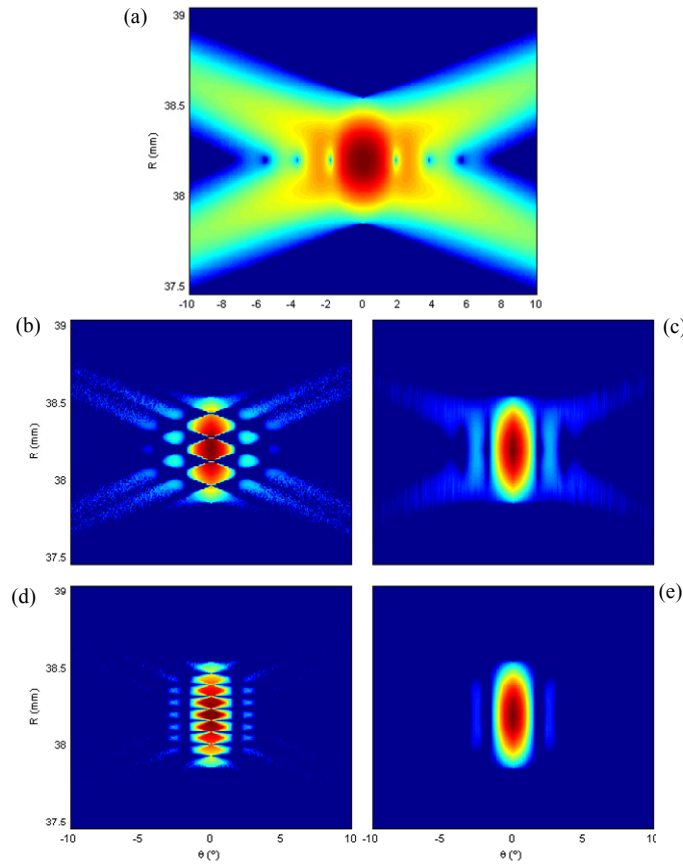


Figura 3.13 – *PSF* original (a) y después de aplicar los factores *FCF* (b), *FCF* con filtro lineal (c), *FCS* (d) y *FCS* con filtro lineal (e). Rango dinámico 70 dB,  $N = 64$ ,  $d = \lambda/2$ ,  $\sigma_\eta = -60$  dB.

podemos eliminar las oscilaciones mediante un filtro paso-bajo, que mantenga la información dentro de la banda del transductor y suprima los artefactos introducidos por los factores de coherencia.

La Figura 3.11 muestra el resultado de aplicar, a los factores de coherencia de fase y de signo, un filtro paso-bajo *FIR* (*Finite Impulse Response*) de 32 coeficientes y frecuencia de corte  $f_s/2$ . En ambos casos se reducen las oscilaciones, pero también lo hace el máximo valor de coherencia.

Para un reflector único, la pérdida de amplitud sólo se produce para  $\theta \neq \theta_P$ , ya que en la posición angular del reflector ( $\theta = \theta_P$ ) los factores de coherencia no oscilan (Figura 3.12). Aplicando el mismo filtro para cada línea de la imagen (Figura 3.13 c y e) se observa la ausencia de artefactos de “persiana”, así como el efecto de “suavizado” del filtro sobre las indicaciones de los lóbulos laterales. En este caso las pérdidas de amplitud se producen fuera del eje del lóbulo principal, dando lugar a un lóbulo principal más estrecho.



### 3.2.1.2 Filtrado no lineal de los factores de coherencia.

En situaciones reales, la cantidad de líneas utilizadas para generar la imagen es, en general, la mínima necesaria para cumplir con el teorema de muestreo en la dirección lateral. En estas condiciones, si no se realiza interpolación alguna, puede suceder que ninguna de las líneas de la imagen (eje del lóbulo principal) “pase” sobre la posición angular del reflector. En dicha situación, con un filtro lineal los factores de coherencia no alcanzarían la unidad para ningún ángulo de deflexión. Además, como se expone más adelante, cuando hay más de un reflector los factores de coherencia pueden presentar oscilaciones, incluso en la posición angular del reflector, por interferencias con las señales devueltas por los demás reflectores. En este caso, un filtro lineal también reduciría la amplitud de las indicaciones provenientes del eje del lóbulo principal.

Una alternativa es utilizar filtros no lineales [Pitas, 1995] que eliminen las oscilaciones pero manteniendo el máximo valor de coherencia en la imagen. En particular, se plantea un filtro de *estadísticos ordenados*, cuya salida es el máximo en una ventana móvil de tamaño:

$$N_v = k \frac{f_m}{f_s} \quad (3.10)$$

siendo  $f_m$  la frecuencia de muestreo,  $k=1$  para el *FCF* y  $k=1/2$  para el *FCS*. El filtro es:

$$y[n] = F_v(x[n]) = \max(x[n - N_v + 1], \dots, x[n]) \quad \text{con} \quad N_v = \left\lfloor k \frac{f_m}{f_s} \right\rfloor_{\downarrow \uparrow} \quad (3.11)$$

La Figura 3.14 muestra el resultado de aplicar este filtro a los factores de coherencia de fase y signo para  $\theta=0.9^\circ$  (trazo verde), donde el filtro lineal produce una pérdida de amplitud. Las oscilaciones se eliminan completamente y se mantiene el nivel de coherencia en el rango del reflector. Como contrapartida, el nivel de coherencia fuera de la posición del reflector aumenta debido a la operación  $\max\{\cdot\}$  e introduce cambios abruptos en la dirección axial, debidos a su rápida respuesta. Estos artefactos de alta frecuencia pueden suavizarse aplicando un paso bajo de frecuencia de corte  $f_s$  a la salida del filtro no lineal (Figura 3.14, trazo rojo).

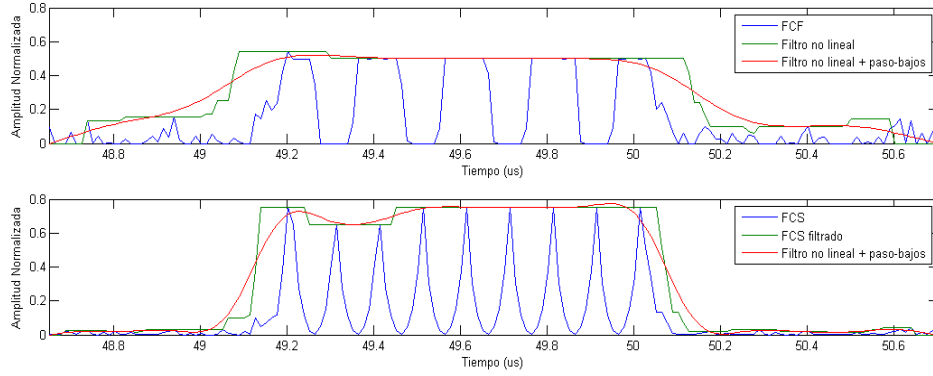


Figura 3.14 – Arriba: *FCF* antes (azul) y después de aplicar el filtro no lineal definido en (3.11) (verde) y después del filtro de suavizado (rojo), para  $\theta = 0.9^\circ$ . Abajo: Idem para el *FCS*.

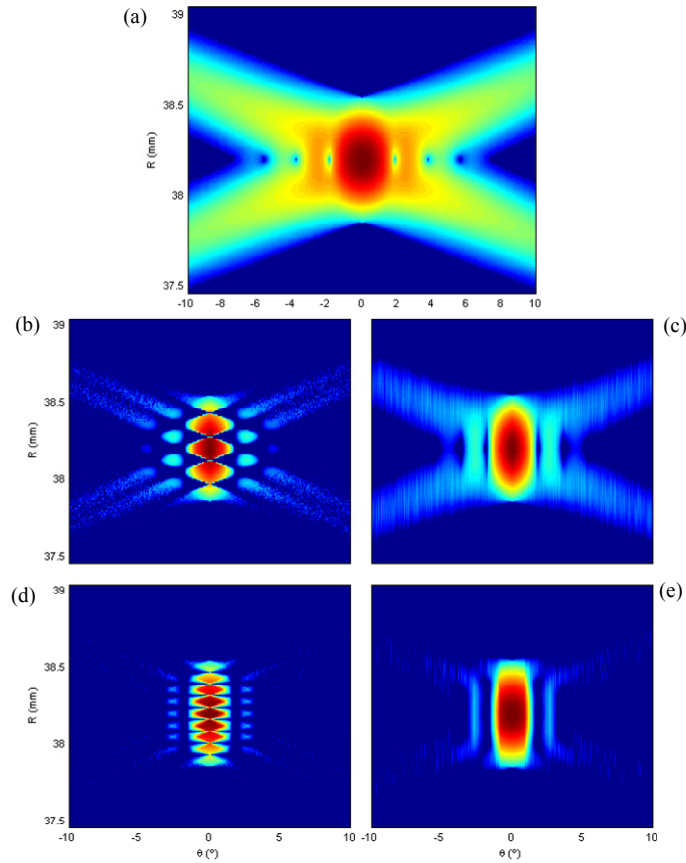


Figura 3.15 – *PSF* original (a) y después de aplicar los factores *FCF* (b), *FCF* con filtro no lineal + paso-bajos (c), *FCS* (d) y *FCS* con filtro no lineal + paso-bajos (e). Rango dinámico 70 dB,  $N = 64$ ,  $d = \lambda/2$ ,  $\sigma_\eta = -60$  dB.

La Figura 3.15(c,e) muestra las imágenes del reflector al aplicar estos filtros (no lineal + paso bajo) al *FCF* y al *FCS*. Se observa que desaparecen completamente los artefactos, sin pérdidas perceptibles de resolución lateral.

Los resultados, en cuanto a la reducción de los lóbulos laterales y a la anchura del lóbulo principal, son similares para ambos filtros. El filtro lineal da como resultado señales más “suaves” pero puede reducir el nivel de coherencia en la posición del reflector. El filtro no lineal (3.11) preserva el máximo valor de coherencia, lo cual resulta esencial cuando coexisten en la misma imagen reflectores de diferente amplitud (ver §3.2.3). El mejor resultado se obtiene aplicando un filtro paso-bajo a la salida del filtro no lineal, eliminando las transiciones de alta frecuencia y manteniendo al mismo tiempo el valor máximo del factor de coherencia.

Al aplicar cualquiera de los dos filtros, tanto el  $FCF$  como el  $FCF_A$  reducen por igual los lóbulos laterales, sin variaciones de anchura del lóbulo principal en dirección axial. Por tanto, se trabajará con el  $FCF$  y el filtro no lineal definido en (3.11) seguido por un paso-bajo de frecuencia de corte  $f_s$ . Lo mismo sucede con el  $FCS$  y el  $FCS_m$ , por lo cual se trabajará siempre con el  $FCS$  y los mismos filtros.

### 3.2.1.3 Reducción del nivel de los lóbulos laterales.

El fondo de ruido de un array es el nivel residual de señal fuera del lóbulo principal, esto es, indicaciones debidas a los lóbulos laterales, pudiendo aproximarse por  $1/N$  [Kino, 1987]. Intuitivamente, para un reflector alejado del foco, en una zona donde los retardos aplicados en recepción no compensan las diferencias en los tiempos de vuelo del eco a los elementos del array, en cada instante de tiempo, uno de los  $N$  datos de apertura corresponderá a un eco y los restantes  $N-1$  contendrán sólo ruido, por lo que el nivel de la suma coherente se aproximará a  $1/N$  respecto al obtenido en el lóbulo principal.

En §2.6 se analizó el comportamiento límite de los factores de coherencia, esto es, la función con la que tienden a 0 en la región de los lóbulos laterales en función del número  $n$  de señales *independientes* utilizadas para calcularlos. La Figura 3.16 verifica, por simulación en onda pulsada, la validez de los resultados obtenidos. Se supone emisión omnidireccional desde el centro del array y focalización dinámica en recepción, para un único reflector ubicado en  $\theta = 0^\circ$ , en el centro del campo cercano y señales con un ancho de banda del 50%. El fondo de ruido se calcula como el valor medio del patrón lateral entre  $45^\circ$  y  $90^\circ$  (región alejada de la dirección focal). Al aplicar el  $FCF$  el fondo de ruido del array se reduce en

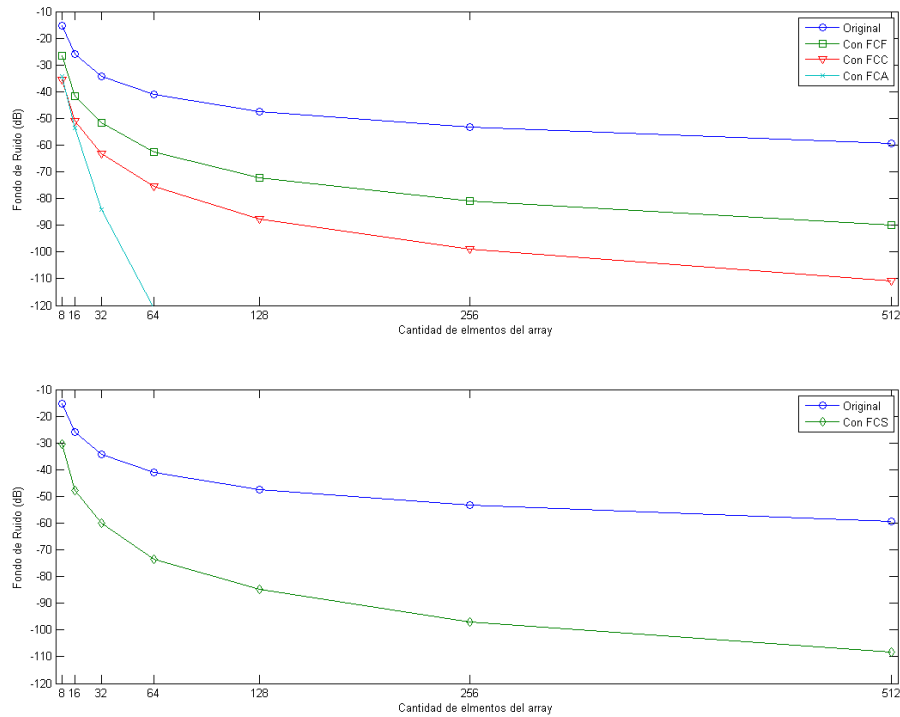


Figura 3.16 – Fondo de ruido del array obtenido al aplicar los factores de coherencia de fase (arriba) y signo (abajo) en función de la cantidad de elementos.

aprox. en  $1/\sqrt{N}$ , y en  $1/N$  al aplicar el *FCC* y el *FCS*. Para arrays con más de 16 elementos, el fondo de ruido se reduce a cero al aplicar el *FCA*, dado que este factor se anula fuera del lóbulo principal. Estos resultados concuerdan con la teoría desarrollada en §2.6.

El análisis citado permite estimar la mejora esperada en el rango dinámico de la imagen al aplicar los factores de coherencia. Sin embargo, no tiene en cuenta el nivel de los lóbulos laterales más próximos al lóbulo principal ni el ancho de este último.

Una manera de cuantificar la *calidad global* de las imágenes es la relación entre el área del patrón lateral fuera y dentro del lóbulo principal. El *ISLR* (acrónimo en inglés de *Integrated Sidelobe Ratio*) se define como [Boni, 1994]:

$$ISLR = \frac{\int_{-\theta_a/2}^{\theta_a/2} LSF(\theta) d\theta - \int_{\theta_f-\theta_z}^{\theta_f+\theta_z} LSF(\theta) d\theta}{\int_{\theta_f-\theta_z}^{\theta_f+\theta_z} LSF(\theta) d\theta} \quad (3.12)$$

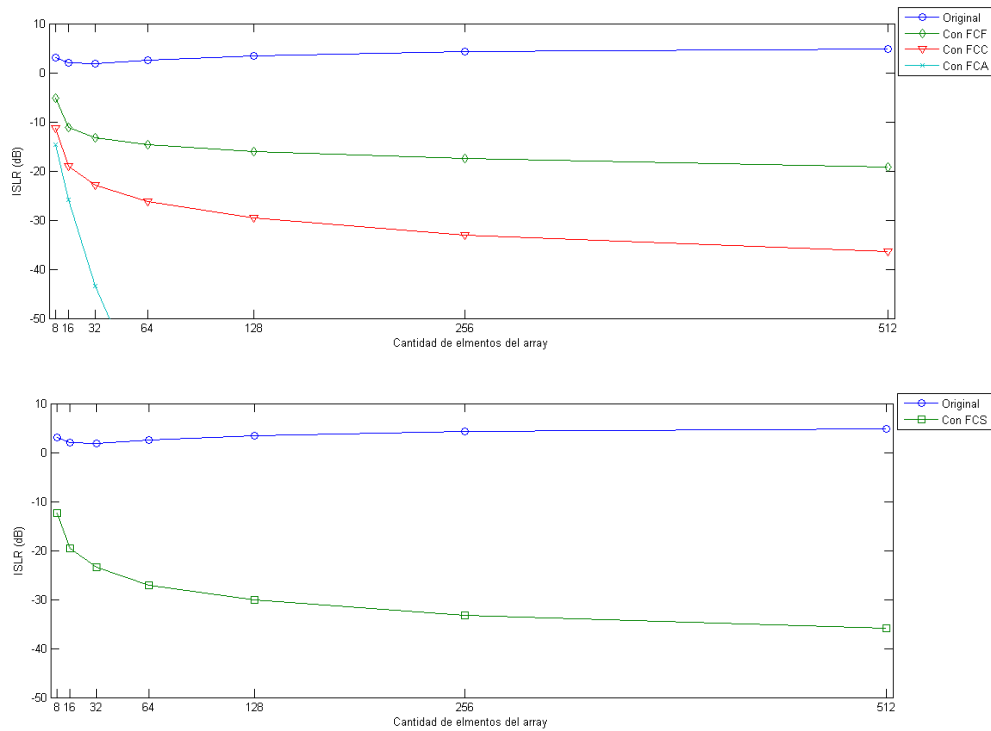


Figura 3.17 – *ISLR* (dB) en función de la cantidad de elementos del array al aplicar los factores de coherencia de fase (arriba) y signo (abajo)

donde  $\theta_a$  es el intervalo angular de interés. La Figura 3.17 muestra el *ISLR* obtenido al aplicar los factores de coherencia de fase en función de la cantidad de elementos del array, definiendo el lóbulo principal mediante el criterio de Rayleigh y el intervalo angular de interés entre  $-90^\circ$  y  $90^\circ$ .

El *ISLR* del patrón lateral original permanece prácticamente constante, pues al aumentar el número de elementos el fondo de ruido disminuye en proporción a  $N$ , pero también lo hace el ancho del lóbulo principal, manteniendo constante el cociente entre ambas áreas.

En cambio, al aplicar los factores de coherencia, el *ISLR* mejora con la cantidad de elementos del array. Esto indica que el nivel de los lóbulos laterales se reduce más rápidamente con  $N$  de lo que se reduce el ancho del lóbulo principal al aplicar los factores de coherencia. Para el *FCC* y el *FCS*, los lóbulos laterales se reducen en una proporción  $1/N$  mientras que el área dentro del lóbulo principal se reduce, aproximadamente, a la mitad. Por tanto la mejora en el *ISLR* es del orden de  $2/N$ . Este valor es de  $2/\sqrt{N}$  para el *FCF*, valores que se comprueban en la gráfica de la Figura 3.17.

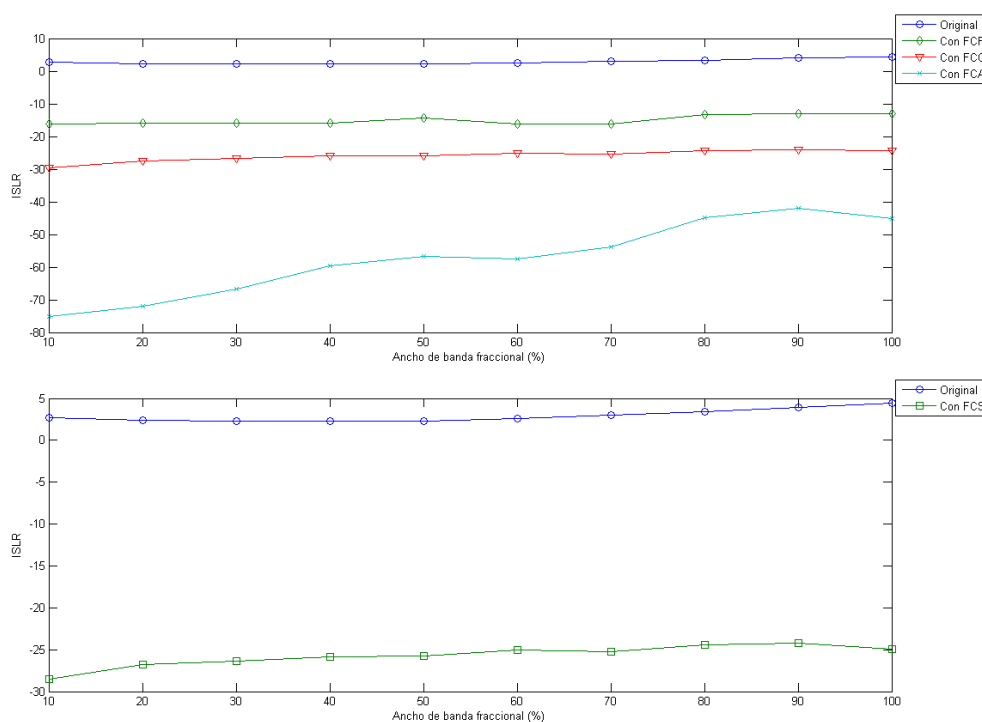


Figura 3.18 – *ISLR* (dB) en función del ancho de banda del array al aplicar los factores de coherencia de fase (arriba) y signo (abajo).  $N = 64$ ,  $d = \lambda/2$

Dado que el *ISLR* incluye los lóbulos laterales del patrón lateral, su valor puede depender del ancho de banda del array. La Figura 3.18 muestra el *ISLR* al aplicar los factores de coherencia en función del ancho de banda para un array de 64 elementos. Se observa que, en todos los casos, el *ISLR* aumenta con el ancho de banda, pero no de forma significativa (excepto para el *FCA*, pero en niveles muy bajos). Este resultado es relevante para el caso de utilizar aperturas densas ( $d = \lambda/2$ ), pues indica que el nivel de reducción de los lóbulos laterales al aplicar los factores de coherencia de fase y signo es prácticamente independiente del ancho de banda de la señal. Esto deja de cumplirse cuando el array genera lóbulos de rejilla ( $d > \lambda/2$ ) como se expondrá más adelante.

Por otra parte, el ancho del lóbulo principal depende del ángulo de deflexión y, por tanto, se debe analizar cómo depende el *ISLR* de este parámetro. La Figura 3.19 muestra el *ISLR* en función de  $\theta_f$  para un array de 64 elementos y 50% de ancho de banda al aplicar los factores de coherencia de fase. Si bien el *ISLR* disminuye ligeramente para ángulos de deflexión elevados, debido a que aumenta la anchura del lóbulo principal, la mejora obtenida al aplicar los factores de coherencia tampoco depende significativamente de este parámetro.

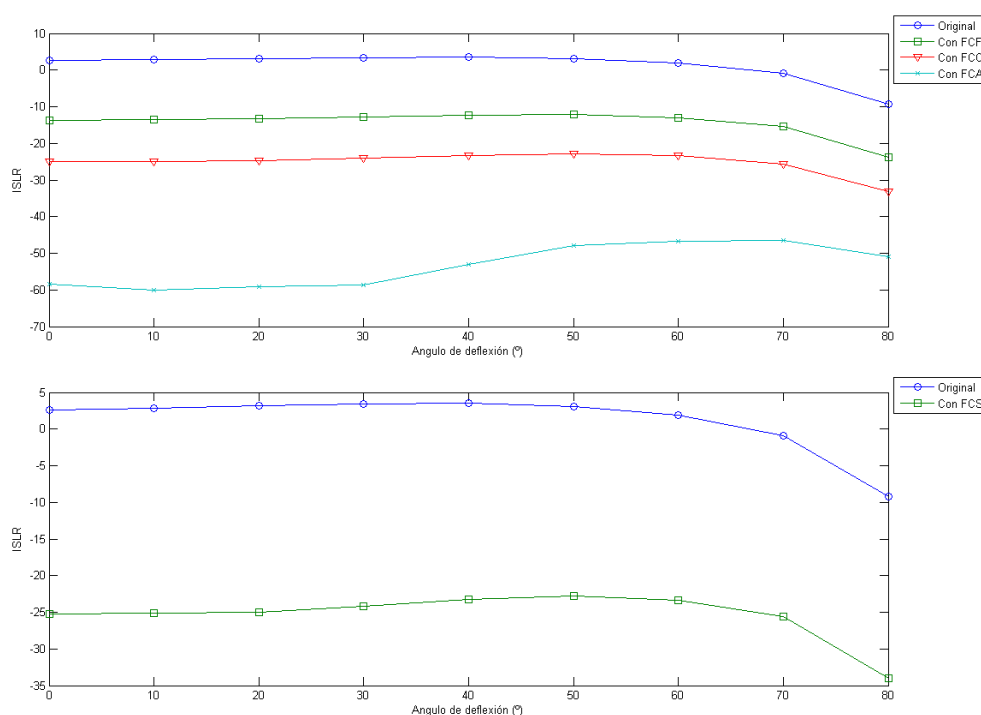


Figura 3.19 – ISLR (dB) en función del ancho del ángulo de deflexión al aplicar los factores de coherencia de fase (arriba) y signo (abajo).  $N = 64$ ,  $d = \lambda/2$

### 3.2.2 Análisis con 2 reflectores de igual amplitud

El siguiente caso de estudio es el correspondiente a la presencia de dos reflectores de la misma amplitud. Este supuesto es particularmente útil para analizar la mejora en la resolución angular derivada de la disminución de la anchura del lóbulo principal al aplicar los factores de coherencia.

La resolución de una imagen puede definirse como la capacidad de distinguir dos indicaciones que provienen de reflectores muy próximos entre sí. En particular, la *resolución angular* (o lateral) se refiere a la capacidad de separar dos reflectores iguales próximos entre sí, ubicados a la misma distancia del centro del array. Si bien la resolución angular está relacionada con el ancho del lóbulo principal, la interferencia mutua entre los ecos producidos por ambos reflectores hace que el patrón lateral resultante no se corresponda con la suma de los patrones laterales individuales generados por cada reflector (Figura 3.20).

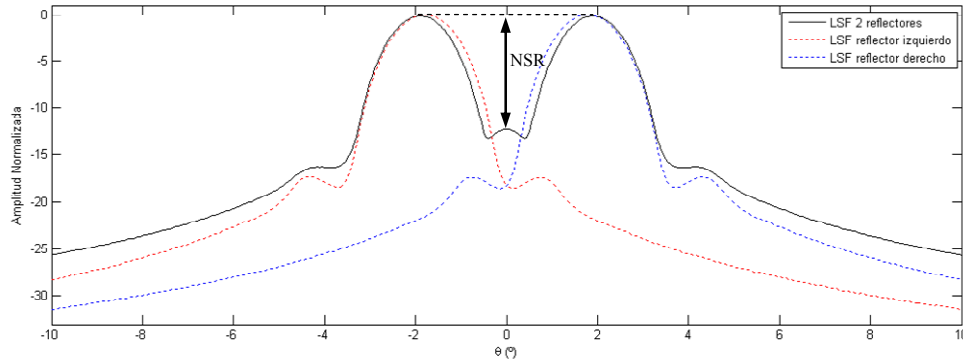


Figura 3.20 – (negro) patrón lateral generado por dos reflectores ubicados en  $\theta = \pm \theta_z$  junto con los patrones laterales generados por cada uno de los reflectores (rojo y azul).  $N = 64$ ,  $d = \lambda/2$

Una forma de cuantificar la resolución angular es comparar el nivel de señal recibido desde los reflectores con el nivel de señal recibido desde la dirección angular intermedia. La Figura 3.20 muestra el patrón lateral resultante de dos reflectores ubicados a la misma distancia del centro del array y con una separación angular igual a la anchura del lóbulo principal del patrón del array ( $\Delta\theta=2\theta_z$ ). Denominando  $\theta_1$  y  $\theta_2$  a las posiciones angulares de los reflectores y  $PL$  al patrón lateral en onda pulsada, el nivel de separación  $NSR$  define el umbral mínimo de amplitud con el cual se logran separar los reflectores ( $NSR < 1$ ). Se formula como:

$$NSR = \frac{PL\left(\frac{\theta_1 + \theta_2}{2}\right)}{\frac{PL(\theta_1) + PL(\theta_2)}{2}} \quad (3.13)$$

La Figura 3.21 muestra la imagen original (a) de dos reflectores de la misma amplitud, colocados a la misma profundidad, con una separación angular  $\Delta\theta=2\theta_z$  y emitiendo desde el centro del array, junto con distintos factores de coherencia (b), (c), (d) y (e). Estas imágenes de coherencia presentan su máximo valor en la posición de los reflectores. Pero también aparecen otros puntos en la imagen con valores altos de coherencia y que se deben a las interferencias entre los ecos devueltos por los reflectores.

En particular, en la dirección intermedia  $\theta=0^\circ$ , se observan dos puntos de alta coherencia ubicados antes y después de los reflectores. Estos artefactos, que se deben a la posición simétrica de los reflectores con respecto al centro del array, también están presentes en la imagen original, pero no son eliminados al aplicar los factores de coherencia.



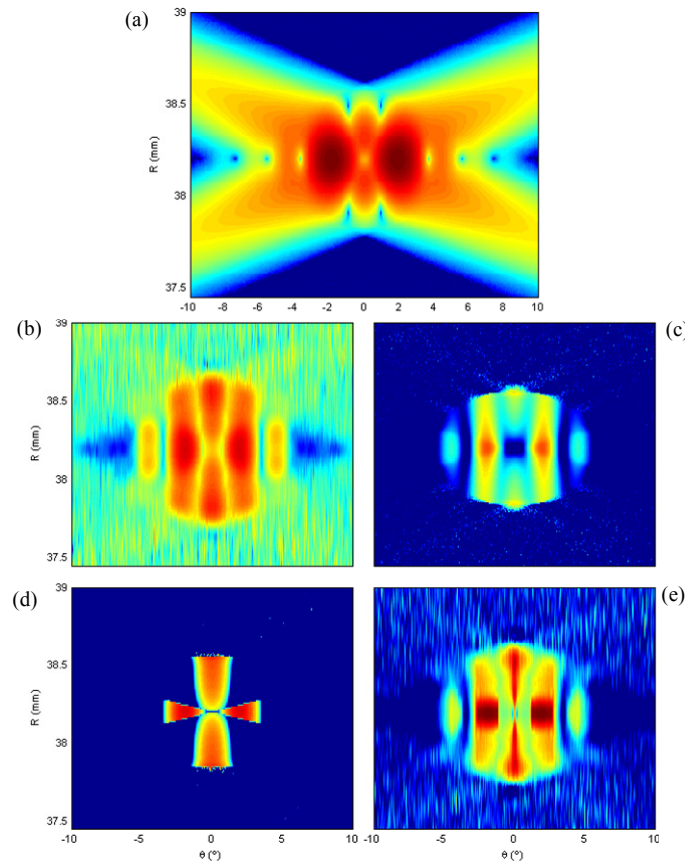


Figura 3.21 – Imagen original (a), *FCF* (b), *FCC* (c), *FCA* (d) y *FCS* (e) para dos reflectores a la misma distancia del array y con una separación angular de  $2\theta_z$  emitiendo desde el centro del array. Rango dinámico 70 dB (a) y 35 dB (b, c, d y e).  $N = 64$ ,  $d = \lambda/2$ ,  $\sigma_n = -60$  dB.

La Figura 3.22 muestra el patrón lateral resultante al aplicar los factores de coherencia. El primer punto a destacar es la *pérdida de amplitud* en la posición de los reflectores. Ésta se debe a cambios en la distribución de las fases recibidas causados por la interferencia mutua, que hacen disminuir el valor de los factores de coherencia.

La pérdida de amplitud es de 7 dB para el *FCC*, de 0.3 dB para el *FCS* y de 4 dB para los demás factores. Como se analiza posteriormente, la pérdida de amplitud depende de la separación angular entre los reflectores, la posición del elemento emisor y del ancho de banda del transductor.

Según (3.13), el nivel de separación de los reflectores *NSR* se calcula a partir del patrón lateral, que en onda pulsada se calcula como el máximo de la imagen para cada ángulo de deflexión. Por tanto, incluye los artefactos que aparecen en la dirección axial a distinta profundidad y que se deben a la simetría con respecto al emisor, en este caso considerado el centro del array.

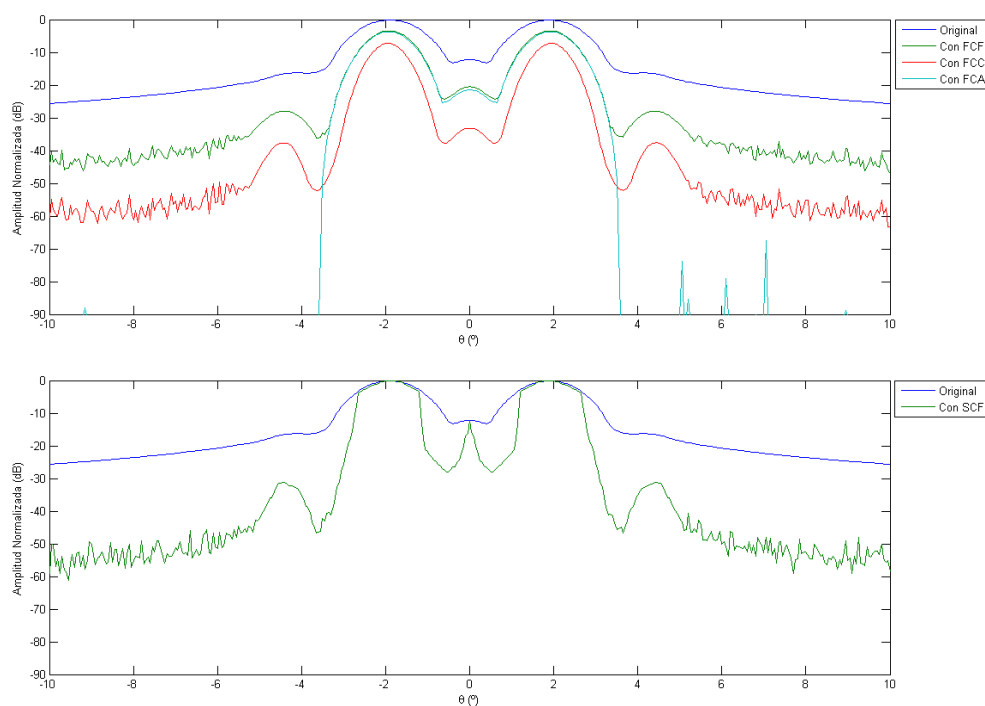


Figura 3.22 – Patrón lateral original (azul) y después de aplicar los factores de coherencia de fase (arriba) y coherencia de signo (abajo) para dos reflectores a la misma distancia del array y con una separación angular de  $2\theta_z$  emitiendo desde el centro del array.  $N = 64$ ,  $d = \lambda/2$ ,  $\sigma_{\eta} = -60$  dB.

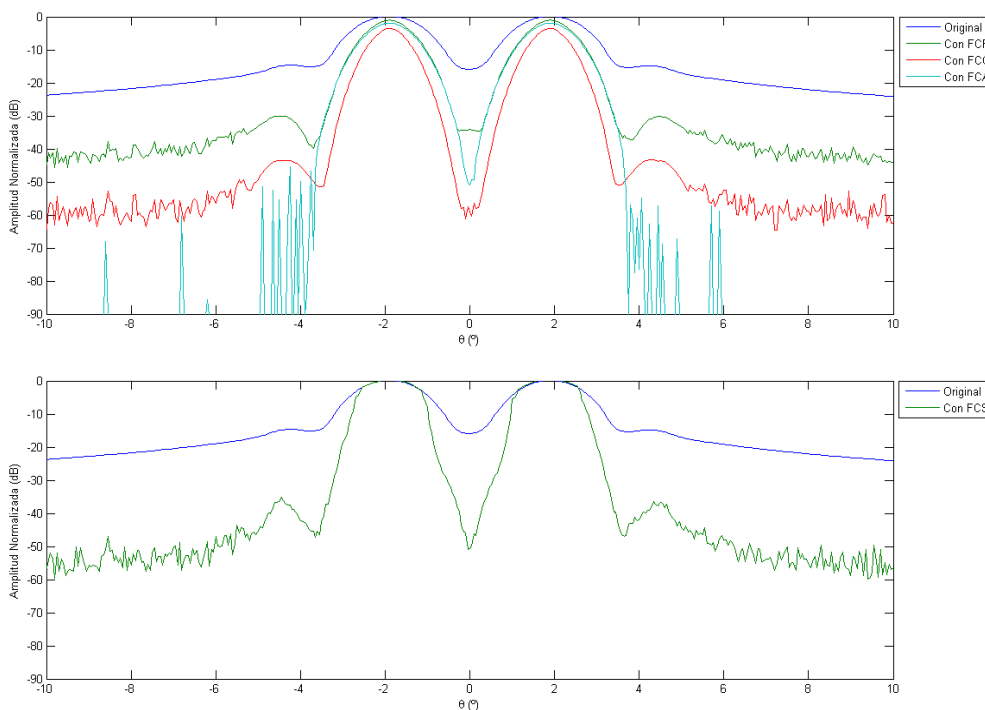


Figura 3.23 – Patrón lateral original (azul) y después de aplicar los factores de coherencia de fase (arriba) y coherencia de signo (abajo) para dos reflectores a la misma distancia del array y con una separación angular de  $2\theta_z$  emitiendo con el primer elemento del array.  $N = 64$ ,  $d = \lambda/2$ ,  $\sigma_{\eta} = -60$  dB.

En efecto, la Figura 3.23 muestra los patrones laterales resultantes al emitir con el primer elemento del array, situado en un extremo. Se observa que el  $FCS$  alcanza la unidad en la posición de los reflectores y el nivel de coherencia recibido en la posición intermedia entre ambos reflectores ( $\theta = 0^\circ$ ) se reduce, proporcionando un  $NSR$  mejor que en el caso anterior.

La emisión con un único elemento es un caso muy particular, ya que se da una total simetría cuando los reflectores equidistan del elemento emisor. Así, para completar el análisis continuaremos con la técnica  $SAFT\ N-(1, N)$ , donde se combinan las  $N$  imágenes que resultan de la emisión con cada elemento del array y, por tanto, se rompe la simetría, resultando un caso más general y próximo a una situación real.

Como se describió en §2.5, se obtiene un factor de coherencia global analizando la dispersión de las fases de todas las muestras utilizadas para componer cada punto de la imagen (ec. (2.79)). La Figura 3.24 muestra la imagen original junto con los factores de

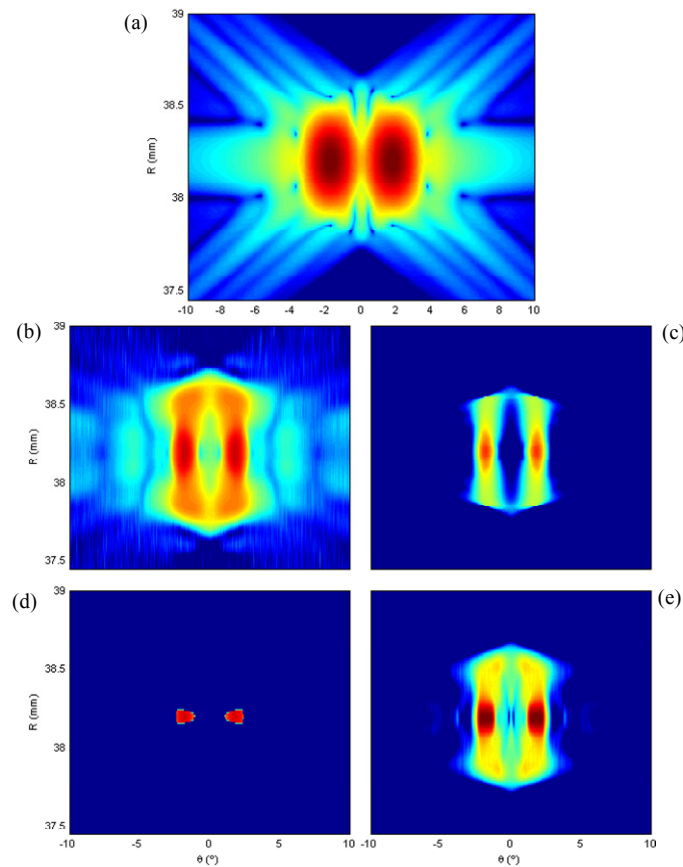


Figura 3.24 – Imagen original (a),  $FCF$  (b),  $FCC$  (c),  $FCA$  (d) y  $FCS$  (e) para dos reflectores a la misma distancia del array y con una separación angular de  $2\theta_z$  y mediante la técnica  $SAFT\ N(1,N)$  con coherencia global. Rango dinámico 70 dB (a) y 35 dB (b,c,d y e).  $N = 64$ ,  $d = \lambda/2$ ,  $\sigma_\eta = -60$  dB.

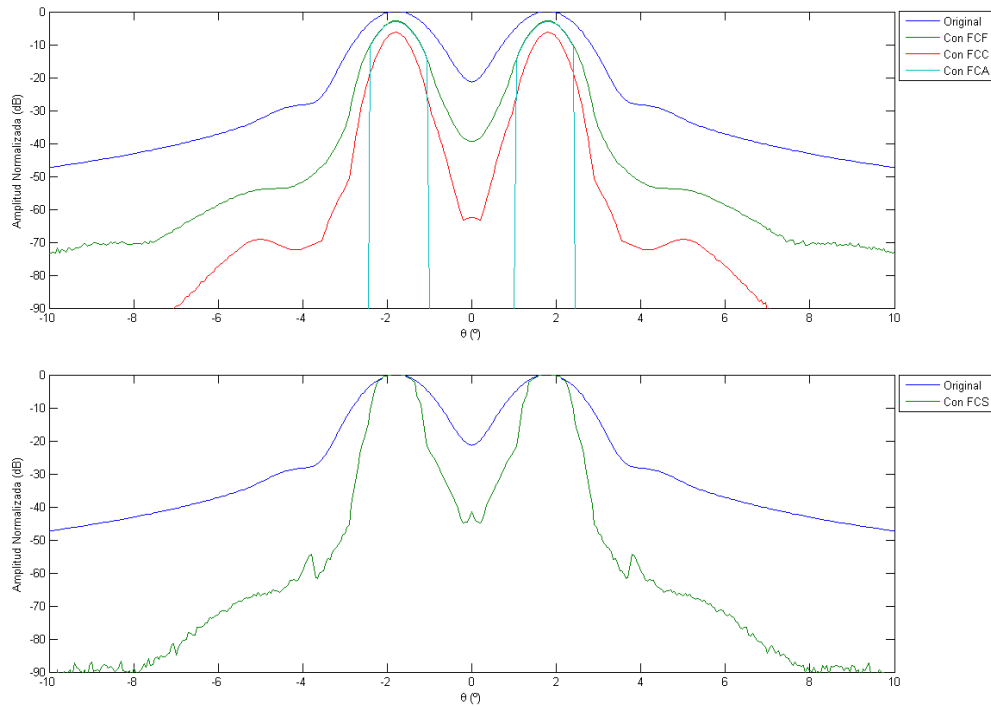


Figura 3.25 – Patrón lateral original (azul) y después de aplicar los factores de coherencia de fase (arriba) y coherencia de signo (abajo) para dos reflectores a la misma distancia del array y con una separación angular de  $2\theta_z$  aplicando la técnica SAFT N(1,N) y coherencia global.  $N = 64$ ,  $d = \lambda/2$ ,  $\sigma_\eta = -60$  dB.

coherencia globales y, la Figura 3.25, los patrones laterales resultantes tras su aplicación.

En la primera, se observa que ninguno de los factores de coherencia presenta artefactos de amplitud importante en la región entre los reflectores. Se verifica por tanto, que *tales artefactos surgen únicamente en casos particulares con especial simetría respecto a la emisión* desde un único punto. La simetría se rompe al utilizar múltiples emisores y los artefactos desaparecen.

En la Figura 3.25 se observa que la capacidad para separar los reflectores,  $NSR$ , respecto a la imagen original, mejora en  $18$  dB al aplicar el  $FCF$ , en  $41$  dB para el  $FCC$  y en  $20$  dB para el  $FCS$ . Por su parte, el  $FCA$  se anula fuera del lóbulo principal y, por tanto, separa los reflectores para cualquier umbral.

Por otra parte, el factor que introduce mayores pérdidas en la amplitud de los reflectores es el  $FCC$ , mientras que el  $FCS$  no atenúa las indicaciones y, por tanto, logra el mejor resultado aunque con un  $NSR$  algo más modesto. Finalmente, dado que se utilizan  $N^2$  muestras para calcular la coherencia en cada punto de la imagen, los lóbulos laterales se reducen en,

aproximadamente,  $1/N$  al aplicar el *FCF* y en  $1/N^2$  al aplicar el *FCC* y el *FCS*, tal y como predice el análisis realizado en §2.6.

### 3.2.2.1 Mejora de la resolución lateral

Según el análisis desarrollado en §2.4.3, el ancho del lóbulo principal nunca será menor a la mitad del lóbulo principal original al aplicar los factores de coherencia de signo. Para los factores de coherencia de fase, la anchura resultante depende de forma continua del parámetro  $\sigma_U$  y, por consiguiente, no presenta un límite inferior en presencia de un único reflector (§2.3.2.1). Por tanto, es importante analizar la resolución lateral obtenida al variar la separación angular entre los reflectores para fijar los límites de aplicación de cada factor de coherencia.

La Figura 3.26 muestra el *NSR* de dos reflectores de igual amplitud en función de su separación angular  $\Delta\theta$  al aplicar los factores de coherencia de fase. El trazo azul corresponde al *NSR* de la imagen original y vale  $0 \text{ dB}$  para  $\Delta\theta < 1.5^\circ$ , valor ligeramente inferior a la mitad de la anchura del lóbulo principal ( $\theta_z = 1.8^\circ$ ). Para  $\Delta\theta > 1.5^\circ$  el *NSR* disminuye, presentando oscilaciones relacionadas con el patrón lateral del array y apenas se modifica a partir de  $18^\circ$ , cuando la interferencia entre los reflectores deja de ser significativa.

El *NSR* vale  $0 \text{ dB}$  para  $\Delta\theta < 1^\circ$  para todos los factores de coherencia de fase, confirmando que ninguno mejora la resolución angular más allá de la mitad de la anchura del lóbulo principal original ( $0.9^\circ$ ). Para  $\Delta\theta > 1^\circ$  el *NSR* es menor que en la imagen original para todos los factores, indicando una mejora en la resolución lateral. En particular, el *FCA* vale  $0$  para  $\Delta\theta > 1.8^\circ$ , pues al disminuir la interferencia entre los lóbulos principales de los reflectores este factor se comporta igual que en presencia de un lóbulo lateral (Figura 3.26). Para los otros factores de coherencia de fase, la reducción media del *NSR* es de aproximadamente  $16 \text{ dB}$  para el *FCF* y  $40 \text{ dB}$  para el *FCC*.

El comportamiento del factor de coherencia de signo, es similar al de los factores de coherencia de fase. Se verifica también que la anchura del lóbulo principal no se reduce en ningún caso a menos de la mitad de la anchura del lóbulo principal original. La reducción media del *NSR* es de aproximadamente  $32 \text{ dB}$  en este caso.

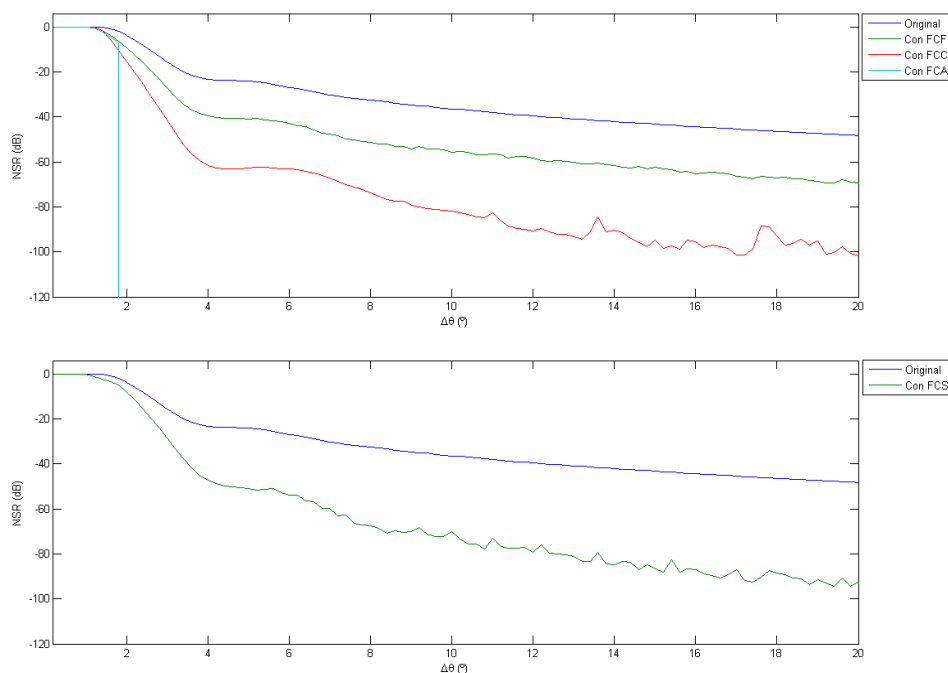


Figura 3.26  $-NSR$  original (azul) y después de aplicar los factores de coherencia de fase (arriba) y coherencia de signo (abajo) para dos reflectores iguales a la misma distancia del array en función de su separación angular. *SAFT*

$$N(1, N), N = 64, d = \lambda/2, \sigma_\eta = -60 \text{ dB}.$$

Una forma alternativa de evaluar la resolución angular es medir el ángulo entre los reflectores para el cual se obtiene un determinado  $NSR$ , típicamente  $-3$ ,  $-6$ ,  $-12$  o  $-20 \text{ dB}$ . En la Tabla 3.1 se resumen los resultados obtenidos al aplicar los factores de coherencia, donde se verifica una mejora en todos los casos. La mejor resolución se obtiene con el *FCA* (al 55% de la resolución angular original a  $-20 \text{ dB}$ ). Es importante destacar que en ningún caso se llega a duplicar la resolución angular original, que corresponde al límite teórico de una reducción a la mitad del ancho del lóbulo principal.

	<i>Resolución Angular (°)</i>			
	$-3 \text{ dB}$	$-6 \text{ dB}$	$-12 \text{ dB}$	$-20 \text{ dB}$
<i>Original</i>	1.92	2.22	2.72	3.40
<i>FCF</i>	1.48	1.72	2.12	2.61
<i>FCC</i>	1.47	1.62	1.87	2.18
<i>FCA</i>	1.48	1.72	1.87	1.88
<i>FCS</i>	1.24	1.84	2.21	2.62

Tabla 3.1– Resolución angular (en grados) al aplicar los factores de coherencia para distintos umbrales.

### 3.2.2.2 Pérdidas de amplitud introducidas por los factores de coherencia

La interferencia entre las señales recibidas desde dos reflectores próximos entre sí incrementa la dispersión de las fases y, por tanto, los factores de coherencia pueden no alcanzar la unidad en la posición angular de los reflectores. La atenuación introducida dependerá del factor de coherencia que se utilice y de la separación entre los reflectores.

La Figura 3.27 muestra las pérdidas producidas por los factores de coherencia para un array de 64 elementos, en función de la separación angular entre los reflectores, aplicando el método *SAFT-N* ( $1, N$ ) con coherencia global. Se observa que todos los factores tienen un comportamiento similar. Para  $\Delta\theta < 0.8^\circ$  no introducen atenuación, lo cual coincide con la región donde no logran separar los reflectores (Figura 3.26). La mayor pérdida se produce en  $\Delta\theta \approx 1.6^\circ$  para los factores de coherencia de fase y en  $\Delta\theta \approx 1.2^\circ$  para la coherencia de signo, siendo de  $-8$  dB para el *FCC*, de  $-4$  dB para el *FCF* y el *FCA* y de  $-1$  dB para el *FCS*. Para  $\Delta\theta > 1.6^\circ$  las pérdidas disminuyen conforme se reducen las interferencias mutuas.

Según la Tabla 3.1, y la Figura 3.27, se concluye que el *FCC* es el factor de coherencia que proporciona una mejor resolución angular a costa de introducir una mayor atenuación en la amplitud de los reflectores. El *FCS* se comporta de manera opuesta, dado que es el factor que introduce menores pérdidas, pero también el que obtiene la resolución angular más baja. Tanto el *FCF* como el *FCA* generan resultados similares, mostrando un mejor balance entre atenuación y resolución angular.

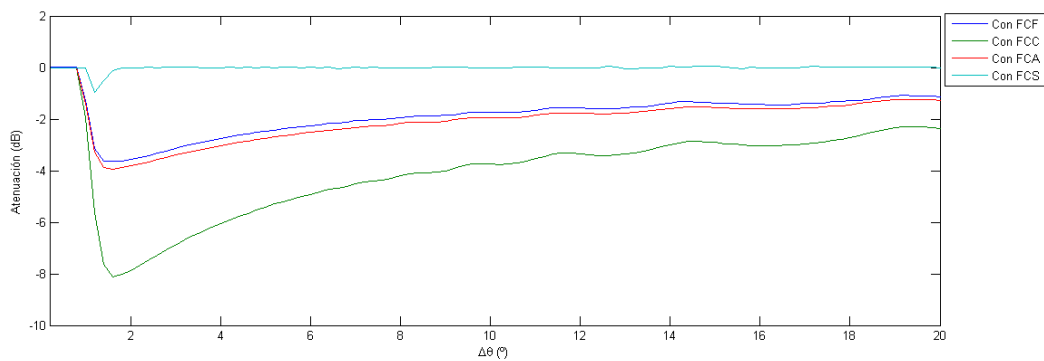


Figura 3.27 –Atenuación en la posición de los reflectores, en función de su separación angular, y después de aplicar los factores de coherencia. *SAFT N*( $1,N$ ) y coherencia global,  $N = 64$ ,  $d = \lambda/2$ ,  $\sigma_\eta = -60$  dB.

### 3.2.3 Análisis con 2 reflectores de distinta amplitud

En este apartado se analiza el caso de dos reflectores de distinta amplitud y próximos entre sí en la dirección angular. La interferencia entre las señales recibidas desde ambos puede hacer que la coherencia del reflector más débil disminuya. Este hecho dependerá de la relación de amplitudes, de la separación entre los reflectores y del ancho de banda. Se quieren determinar los límites de aplicación para los distintos factores de coherencia.

La Figura 3.28 muestra las imágenes original y de los factores de coherencia obtenidas por simulación de dos reflectores: el reflector  $A$  ubicado en  $\theta_A = 0^\circ$  con amplitud  $A_A = 0$  dB, y el reflector  $B$  ubicado en  $\theta_B = 5^\circ$  y con amplitud  $A_B = -3$  dB. La emisión se considera puntual desde el centro del array. Se observa que los factores de coherencia son menores para el

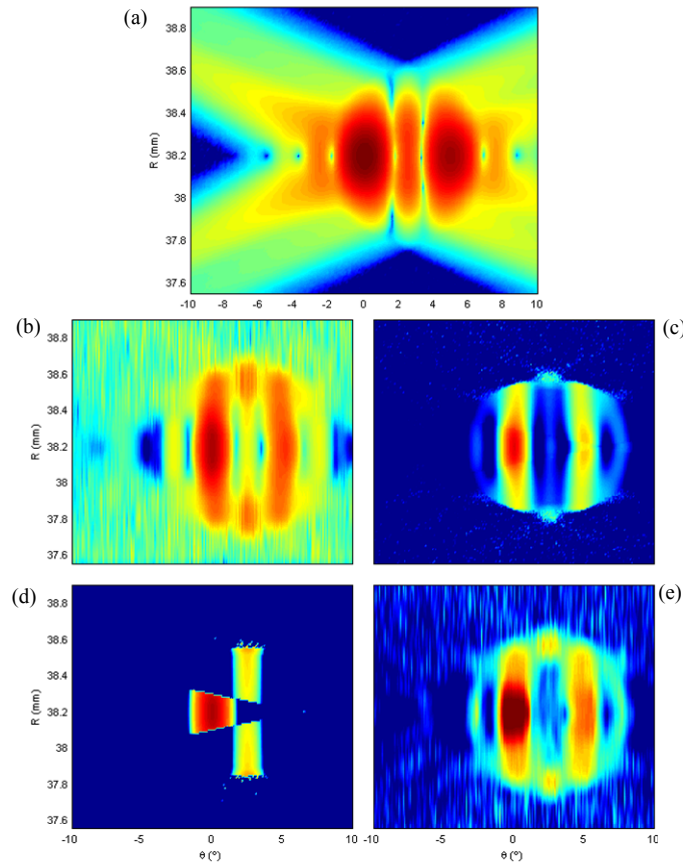


Figura 3.28 – Imagen original (a),  $FCF$  (b),  $FCC$  (c),  $FCA$  (d) y  $FCS$  (e) para dos reflectores de amplitud  $0$  dB y  $-3$  dB, con emisión única desde el centro del array. Rango dinámico  $70$  dB (a) y  $35$  dB (b,c,d y e).  $N = 64$ ,  $d = \lambda/2$ ,  $\sigma_\eta = -60$  dB.



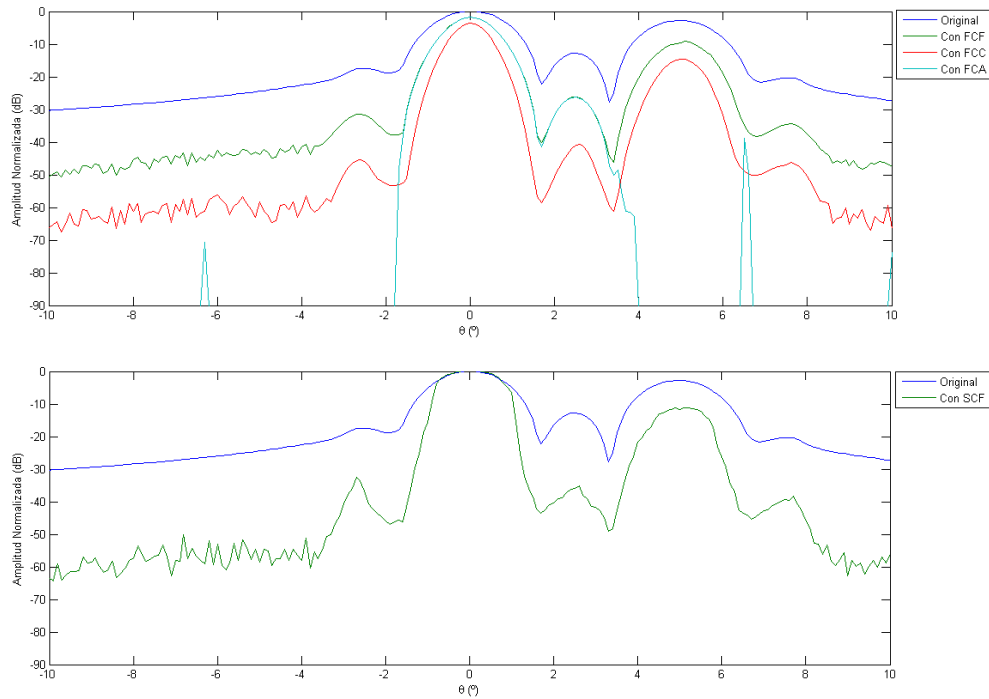


Figura 3.29 – Patrón lateral original (azul) y después de aplicar los factores de coherencia de fase (arriba) y coherencia de signo (abajo) para dos reflectores de amplitudes  $0\text{ dB}$  y  $-3\text{ dB}$  a la misma distancia del array y con una separación angular de  $2\theta_z$  emitiendo desde el centro del array.  $N = 64$ ,  $d = \lambda/2$ ,  $\sigma_\eta = -60\text{ dB}$ .

reflector  $B$  que para el  $A$ . En particular, el  $FCA$  vale cero en la posición del reflector  $B$ . Es decir que, una pequeña reducción de amplitud ( $-3\text{ dB}$ ) hará que este reflector se pierda al realizar el procesamiento con el  $FCA$ .

La Figura 3.29 (arriba) muestra los patrones laterales antes y después de aplicar los factores de coherencia de fase. En todos los casos disminuye la amplitud de los reflectores y se incrementa la diferencia entre ambos (originalmente de  $-3\text{ dB}$ ). Esto puede suponer un problema si la amplitud relativa de las señales debe preservarse, como sucede en ciertos métodos de evaluación no destructiva [Krautkrämer, 1990]. La variación en la relación de amplitudes de los reflectores también tendrá un impacto sobre la imagen resultante. En particular, para el caso del  $FCA$  el reflector  $B$  desaparecería. Al aplicar el factor de coherencia de signo (Figura 3.29 abajo) la amplitud del reflector  $A$  se mantiene, pero disminuye la del reflector  $B$ .

Antes de cuantificar la variación de amplitud con respecto a parámetros como el ancho de banda o la separación entre reflectores, resulta de interés analizar el fenómeno de interferencia entre las señales recibidas. Para ello utilizaremos la representación en el plano complejo. La

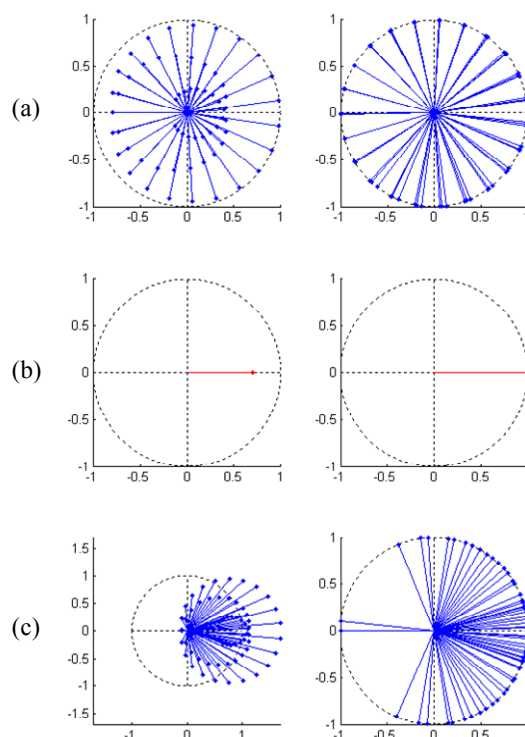


Figura 3.30 – Representación compleja de las señales recibidas por cada elemento desde el reflector A (a) y desde el reflector B (b) junto con la suma vectorial (c), con foco situado sobre el reflector B. A la izquierda se muestran las señales recibidas y retrasadas y, a la derecha, los vectores unitarios correspondientes.

Figura 3.30 muestra, por separado, las señales recibidas desde el reflector  $A$  (azul) y desde el reflector  $B$  (rojo), después de aplicar los retardos necesarios para focalizar sobre este último. La dispersión de fases para el reflector  $B$  es cero, al estar en el foco, mientras que presenta un valor elevado para el reflector  $A$  (ubicado en un lóbulo lateral del  $B$ ).

En la Figura 3.30c se muestra la suma vectorial de cada pareja de vectores  $A$  y  $B$ , que serán las señales recibidas por cada elemento del array. Las fases se agrupan mayoritariamente en torno a  $\varphi = 0$  debido al desplazamiento hacia la derecha de los vectores correspondientes al reflector  $A$  por la influencia del reflector  $B$ . En consecuencia, la dispersión de fases resultante *se relaciona directamente con la diferencia de amplitud de los reflectores*: cuanto mayor sea la amplitud de  $B$  (o menor la de  $A$ ) más se desplazan a la derecha del plano complejo los vectores del reflector  $A$  y menor será la dispersión de fases resultante.

Como en el caso de dos reflectores con la misma amplitud, la simetría en su ubicación respecto al emisor, representa el peor caso en cuanto a la interferencia mutua.

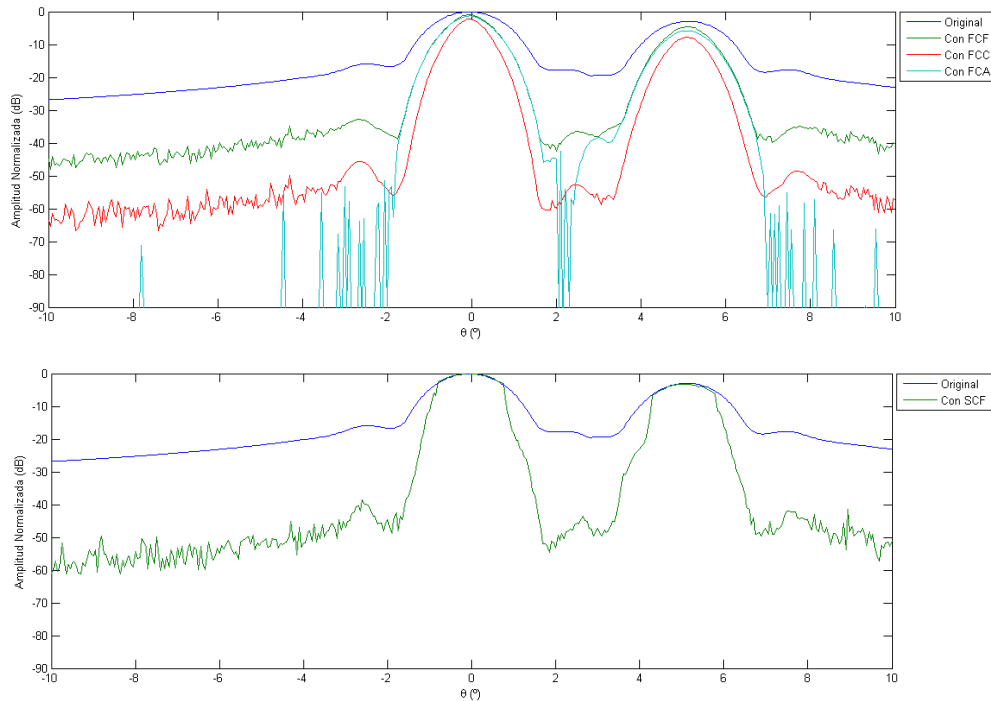


Figura 3.31 –Patrón lateral original (azul) y después de aplicar los factores de coherencia de fase (arriba) y coherencia de signo (abajo) para dos reflectores de amplitudes  $0\text{ dB}$  y  $-3\text{ dB}$  a la misma distancia del array y con una separación angular de  $2\theta_z$  emitiendo con el primer elemento del array.  $N = 64$ ,  $d = \lambda/2$ ,  $\sigma_\eta = -60\text{ dB}$ .

La Figura 3.31 muestra los patrones laterales resultantes para la misma simulación de la Figura 3.29, pero emitiendo con el primer elemento del array. El nivel de atenuación introducido por todos los factores es similar para los dos reflectores y apenas modifican la relación de amplitudes original. El mejor resultado se obtiene al aplicar el *SCF*, dado que vale  $I$  en la posición de ambos reflectores.

La Figura 3.32 muestra la relación de amplitudes antes y después de aplicar los factores de coherencia y en función del elemento emisor. El comportamiento es similar para todos los factores: la máxima atenuación se produce al emitir con los elementos  $16$  al  $48$  y se reduce rápidamente al emitir con los elementos extremos del array. En una situación real, pueden darse situaciones diversas (posición lateral y axial respecto al emisor y relación de amplitudes de los reflectores), por lo que resulta difícil predecir el comportamiento cuando la emisión es omnidireccional desde un único elemento del array. En cualquier caso, la gráfica muestra que siempre hay elementos emisores con los que no se producen pérdidas.

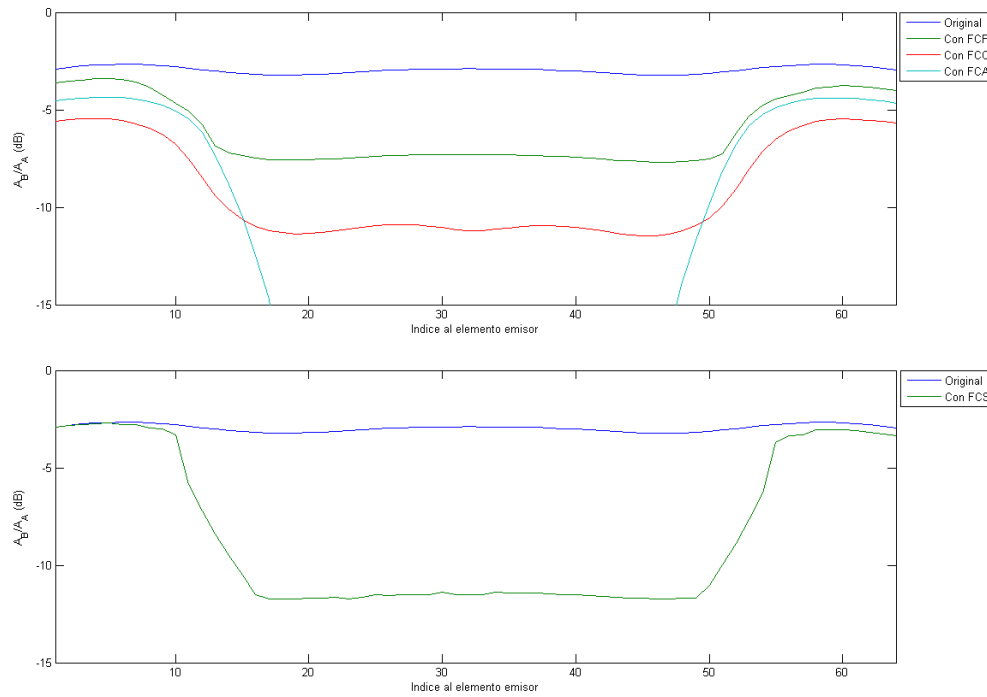


Figura 3.32 – Relación de amplitud entre los reflectores antes (azul) y después de aplicar los factores de coherencia de fase (arriba) y signo (abajo) en función del elemento emisor.  $N = 64$ ,  $d = \lambda/2$ ,  $\sigma_\eta = -60$  dB.

Para la técnica  $SAFT-N(I, N)$  y, calculando los factores de coherencia a partir de las  $N^2$  muestras utilizadas para generar cada punto de la imagen (*coherencia global*), se obtienen resultados similares a los de la Figura 3.28, dado que la dispersión de las fases en la posición del reflector  $B$  es alta para la mayor parte de los elementos emisores.

Para preservar la relación de amplitudes original, se puede utilizar el *factor de coherencia máximo* (ec. (2.82)), calculado como el máximo de los factores obtenidos individualmente en cada emisión. Para cualquier reflector, *basta con que la coherencia al emitir con alguno de los elementos sea 1 para que su amplitud en la imagen resultante no varíe*. Como contrapartida se obtendrá un menor nivel de reducción de lóbulos laterales y de mejora en la resolución angular.

En la Figura 3.33 se muestra la imagen original junto con las obtenidas después de aplicar factores de coherencia máximos y en la Figura 3.34 los patrones laterales resultantes. Tanto el *FCF* como el *FCA* producen una pérdida de amplitud de  $0.5$  dB, mientras que el *FCC* lo hace en  $1$  dB. El *FCS* vale  $1$  para los dos reflectores y, por tanto, no modifica la relación de

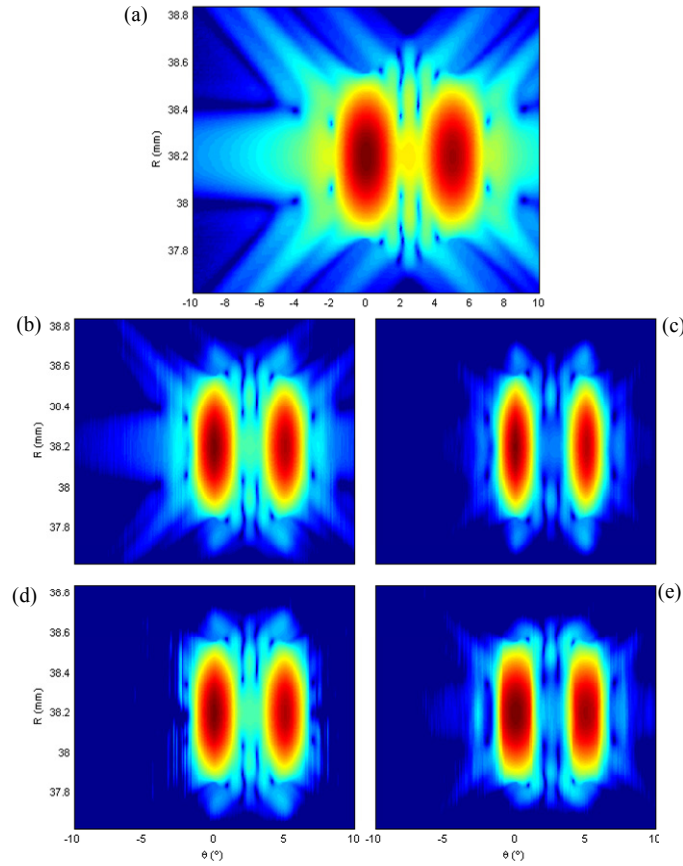


Figura 3.33 – Imagen original (a) y después de aplicar el *FCF* (b), *FCC* (c), *FCA* (d) y *FCS* (e) para dos reflectores de amplitud 0 dB y -3 dB, con la técnica *SAFT- $N(l, N)$*  y factores de coherencia máximos. Rango dinámico 70 dB,  $N = 64$ ,  $d = \lambda/2$ ,  $\sigma_\eta = -60$  dB.

amplitudes original. El nivel de reducción de los lóbulos laterales es similar al caso de emitir con un sólo elemento, dado que se utiliza el máximo valor de coherencia para cada emisión.

El *FCC* es el factor que logra un mejor compromiso entre la atenuación de los reflectores, reducción de lóbulos laterales y mejora en la resolución angular pero, como el *FCS* no introduce pérdidas de amplitud, es quizás el que resulte de aplicación más conveniente en aplicaciones reales.

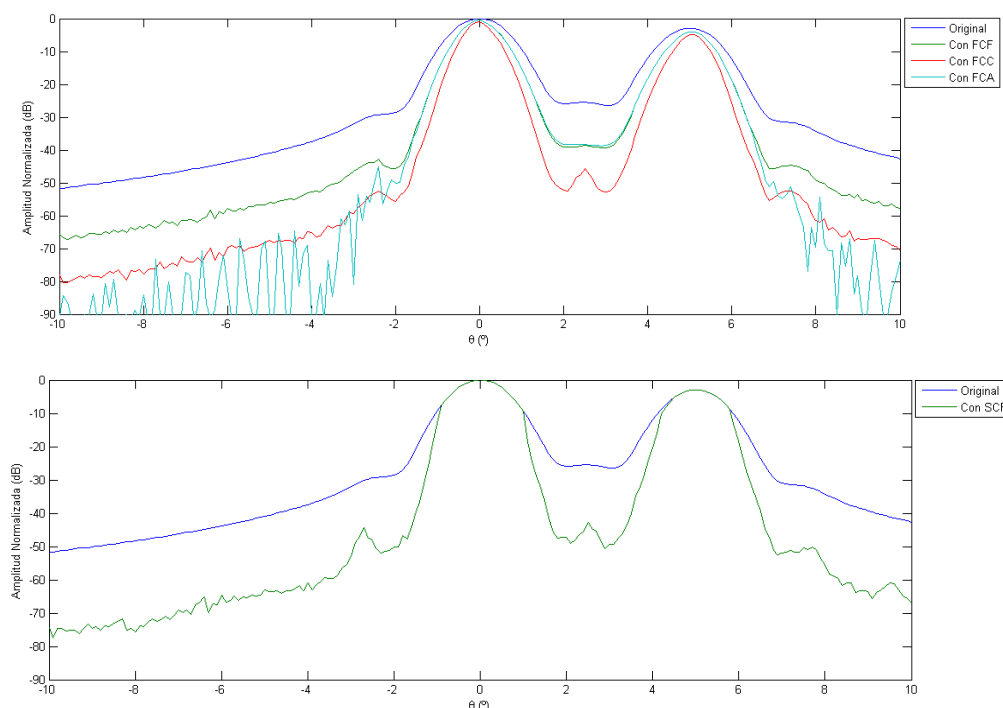


Figura 3.34 –Patrón lateral original (azul) y después de aplicar los factores de coherencia de fase (arriba) y coherencia de signo (abajo) para dos reflectores de amplitudes  $0\text{ dB}$  y  $-3\text{ dB}$  con la técnica  $SAFT-N(1, N)$  y factores de coherencia máximos.  $N = 64$ ,  $d = \lambda/2$ ,  $\sigma_{\eta} = -60\text{ dB}$ .

### 3.2.3.1 Pérdidas de amplitud en función de la separación entre reflectores, ancho de banda y amplitud relativa

La dependencia del nivel de coherencia resultante con la separación entre los reflectores, su amplitud relativa y el ancho de banda no pueden establecerse analíticamente. Se analiza mediante simulación, con la técnica  $SAFT-N(1, N)$  y los factores de coherencia máximos.

La Figura 3.35 muestra la relación de amplitudes entre los reflectores después de aplicar los factores de coherencia en función de su separación angular. La relación original entre las amplitudes es de  $-3\text{ dB}$ , y el ancho de banda de las señales del 50%.

Todos los factores de coherencia de fase introducen la máxima atenuación en el reflector  $B$  cuando  $\Delta\theta \approx 1.8^{\circ}$ , coincidiendo con la posición angular del primer cero del patrón lateral generado por el reflector  $A$ . Para este ángulo, las fases correspondientes a las señales del reflector  $A$  se distribuyen uniformemente en el círculo unidad y, por tanto, la dispersión que

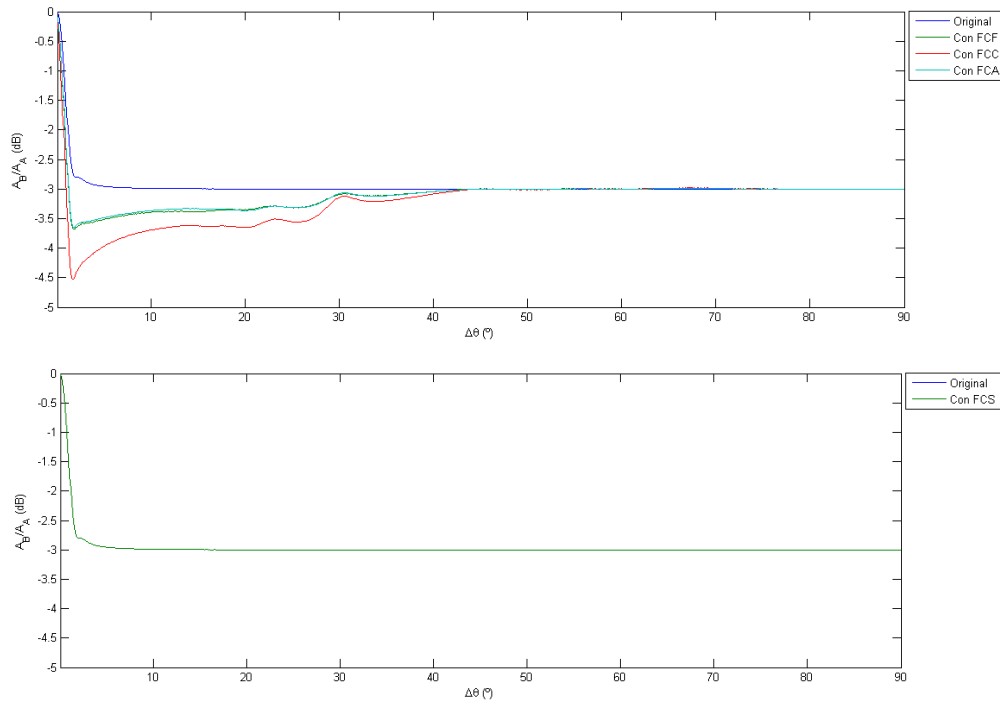


Figura 3.35 –Relación de amplitud entre los reflectores  $A$  y  $B$  antes (azul) y después de aplicar los factores de coherencia de fase (arriba) y signo (abajo), en función de la separación angular entre los reflectores.  $SAFT-N(1, N)$  y factores de coherencia máximos,  $N = 64$ ,  $d = \lambda/2$ ,  $\sigma_n = -60 \text{ dB}$ .

introducen en las del reflector  $B$  es máxima. Al aumentar la separación angular, la coherencia en el reflector  $B$  aumenta y la relación de amplitudes se aproxima a la original ( $-3 \text{ dB}$ ), llegando a tomar este valor para  $\Delta\theta > 45^{\circ}$ . El  $FCS$  vale 1 en la posición de los reflectores para cualquier ángulo de separación, y por tanto no modifica la relación de amplitudes original en ningún caso por lo que, una vez más, resulta el más adecuado.

Para cuantificar la dependencia con la relación de amplitudes original, se plantea medir en cuánto la modifica cada factor. Para ello se define el parámetro  $\Delta RA$  como:

$$\Delta RA = \frac{RA_{orig}}{RA_{coh}} \quad (3.14)$$

siendo  $RA_{orig}$  y  $RA_{coh}$  la relación de amplitudes entre los reflectores antes y después de aplicar los factores de coherencia, respectivamente.

La Figura 3.36 muestra  $\Delta RA$  en función de la relación de amplitudes original  $RA_{orig}$  para distintos anchos de banda tras aplicar cada factor de coherencia. En la simulación se consideró  $\Delta\theta = 1.8^{\circ}$ , que es la separación angular donde se produce la mayor atenuación y representa la

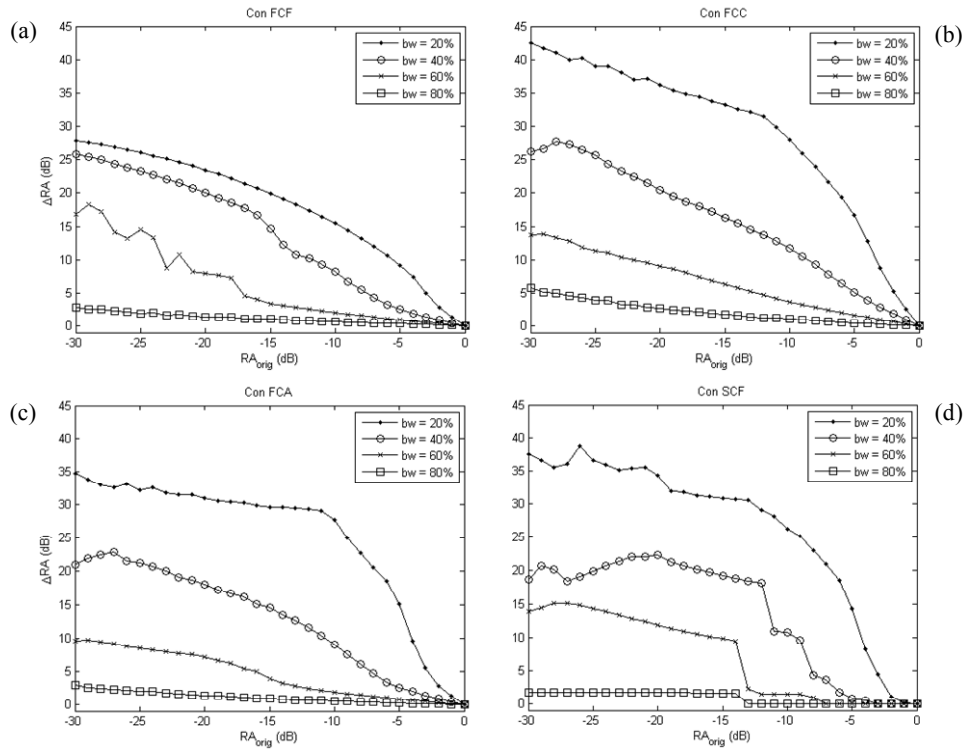


Figura 3.36 –  $\Delta RA$  después de aplicar los factores de coherencia en función de la relación de amplitudes original y variando el ancho de banda: *FCF* (a), *FCC* (b), *FCA* (c) y *FCS* (d).  $\Delta\theta = 1.8^\circ$ ,  $N = 64$ ,  $d = \lambda/2$ ,  $\sigma_{\eta} = -60$  dB.

situación más desfavorable. El comportamiento cualitativo global es similar para todos los factores: *La relación de amplitud resultante entre los reflectores es mayor cuanto mayor es la relación de amplitud original y menor es el ancho de banda.* Esto último se debe a que la influencia de las señales originadas en el reflector *A* al focalizar sobre el *B* será mayor cuanto menor sea el ancho de banda (ya que la envolvente decae más lentamente), aumentando la dispersión de fases en *B* y reduciendo el nivel de coherencia en esta posición.

Es importante destacar que, para un ancho de banda mayor al 75%, la relación de amplitudes se modifica en menos de 6 dB, con independencia de la relación de amplitudes original al aplicar cualquiera de los factores de coherencia. En particular, el *FCS* vale 1 en la posición de los dos reflectores siempre que la relación de amplitudes entre ambos sea menor a 12 dB para  $bw \geq 0.8$ .

Como conclusiones de índole práctica a partir de este análisis, pueden extraerse las siguientes: para minimizar las pérdidas de amplitud en los reflectores deben utilizarse transductores de banda ancha ( $>75\%$ ), siendo el factor de coherencia de signo *FCS* el mejor en este aspecto, y es recomendable utilizar múltiples fuentes de emisión ultrasónica.



### 3.2.4 Reducción de lóbulos de rejilla

Hasta el momento se han considerado arrays con una separación entre elementos igual a  $\lambda/2$  (aperturas densas), de modo que las imágenes no presentan artefactos debidos a los lóbulos de rejilla. En esta sección se analiza la capacidad de la imagen de coherencia para reducir estos artefactos con aperturas dispersas ( $d > \lambda/2$ ).

Los lóbulos de rejilla aparecen como consecuencia del sub-muestreo espacial de la apertura del transductor, mostrándose en el patrón lateral como una réplica del lóbulo principal en onda continua (§1.2.3 y §1.4). En onda pulsada, la diferencia en los tiempos de vuelo desde un reflector ubicado fuera del lóbulo principal hasta dos elementos del array consecutivos, puede ser múltiplo exacto de una longitud de onda. En esta situación, las señales se compondrán constructivamente produciendo un artefacto en la imagen.

Los ecos generados por un reflector situado en un lóbulo de rejilla y recibidos por elementos consecutivos, en onda continua, presentan una diferencia de fase de  $2\pi$  y, por tanto, la desviación estándar del valor principal de las fases  $\varphi_i$  (ec. (2.47)) será nula. En consecuencia, bajo la hipótesis de onda continua, los factores de coherencia serán iguales a 1 y no podrán reducir los artefactos generados por los lóbulos de rejilla.

Sin embargo, en onda pulsada y en presencia de ruido no correlacionado, las fases serán iguales únicamente en aquellos elementos donde la relación señal a ruido sea suficientemente alta, mientras que en los demás presentarán un comportamiento aleatorio (ver Figura 3.2). La dispersión introducida en las fases por el ruido reducirá el valor de los factores de coherencia en la zona de los lóbulos de rejilla y su aplicación reducirá los artefactos que producen.

A modo de ejemplo, se presenta una simulación con  $N=8$ ,  $d=\lambda$  y  $BW=50\%$  y un reflector ubicado en la dirección angular del lóbulo de rejilla. La Figura 3.37a muestra las señales recibidas por los elementos 1, 3, 5 y 7 una vez aplicados los retardos de focalización en recepción y, a la derecha, sus fases instantáneas. Como ya se analizó en §2.8 (ver Figura 2.32) a medida que la relación señal/ruido disminuye, la dispersión de las fases aumenta, lo que reduce el valor de coherencia. De este modo, las fases de los datos de apertura tienen una gran dispersión, ya que la mayoría de las señales presentan una fase aleatoria (Figura 3.37b) y el

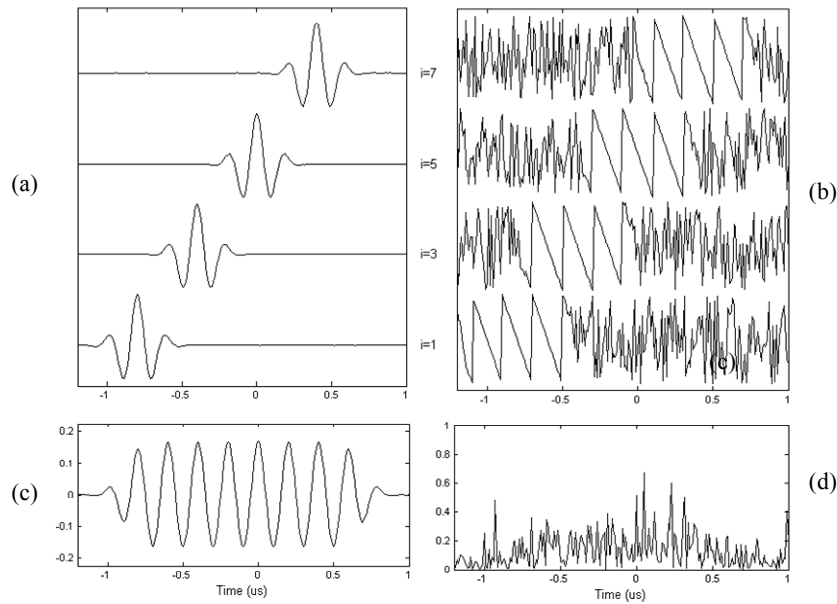


Figura 3.37 – (a) Señales recibidas por los elementos 1,3,5 y 7 de un array de 8 elementos para un reflector ubicado en un lóbulo de rejilla, junto con las fases instantáneas (b), la salida de un conformador estándar (c) y el factor de coherencia de fase (d).

factor de coherencia toma valores bajos en esta zona (Figura 3.37d). De esta forma, al multiplicar la salida del conformador (Figura 3.37c) por el factor de coherencia, se reduce la amplitud de las indicaciones del lóbulo de rejilla.

Para un determinado valor eficaz del ruido  $\sigma_\eta$ , la reducción de los lóbulos de rejilla al aplicar los factores de coherencia depende fundamentalmente de la cantidad de elementos del array (o de la cantidad de muestras utilizadas en *SAFT*) y de su ancho de banda. Al ser la duración de los ecos inversamente proporcional al ancho de banda, cuanto mayor sea éste, menor número de señales contribuirán con igual fase en el cálculo de la desviación estándar.

A modo de ejemplo, la Figura 3.38 muestra los factores de coherencia para un conjunto de 64 fases, de las cuales  $N_e$  tienen el mismo valor y las restantes se distribuyen uniformemente entre  $-\pi$  y  $\pi$ . Cuando todas las fases son iguales ( $N_e = 64$ ) todos los factores de coherencia valen 1. A medida que la cantidad de fases iguales es menor también disminuyen los factores de coherencia, hasta llegar a cero cuando todas las fases están uniformemente distribuidas ( $N_e = 0$ ). La pendiente es menos pronunciada para el *FCF* que para el *FCC* y el *FCS* (como cabe esperar del análisis realizado en §2.6) y, por tanto, con estos últimos se obtendrá una mayor

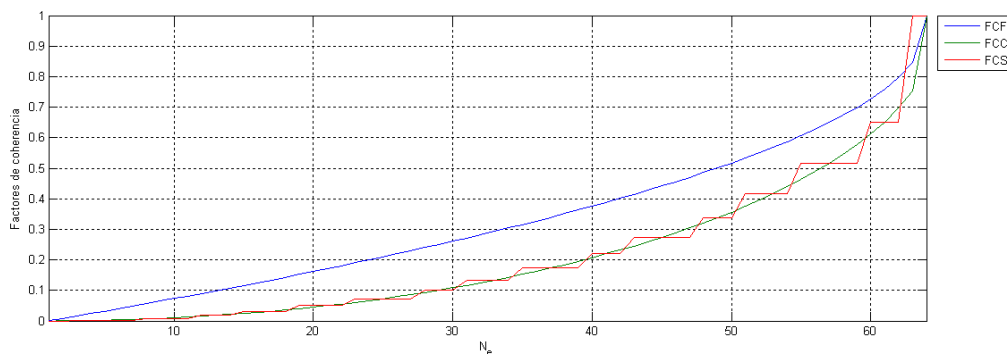


Figura 3.38 – Factores de coherencia, en función de  $N_e$  para un conjunto de 64 fases, de las cuales  $N_e$  son iguales y las restantes se distribuyen uniformemente entre  $-\pi$  y  $\pi$ .

reducción de los lóbulos de rejilla. El comportamiento “escalonado” del  $FCS$  se debe a la discretización de las fases con un bit.

Cabe destacar que la pendiente en la Figura 3.38 es elevada en las proximidades de  $N$ , con lo cual, basta con que unas pocas señales presenten fases aleatorias para que los factores de coherencia disminuyan significativamente. Esto implica que la reducción de los lóbulos de rejilla puede ser importante incluso para anchos de banda pequeños, donde un número elevado de señales presentan la misma fase. Por ejemplo, para  $\sigma_\eta = -60$  dB y  $BW = 0.25$ , la duración de las señales recibidas según (3.9) será de 10 ciclos. Para un reflector ubicado en el lóbulo de rejilla habrá un máximo de 10 señales con la misma fase, que generarán un nivel de coherencia inferior a 0.1 según la Figura 3.38.

La Figura 3.38 representa la máxima atenuación posible de los lóbulos de rejilla, dado que se calculó distribuyendo las fases uniformemente en el círculo unidad. En situaciones reales, la desviación estándar se obtiene de un conjunto de  $N$  muestras, de las cuales,  $N - N_e$  corresponden a ruido blanco y, como consecuencia, sus fases presentan un comportamiento aleatorio. Como la desviación estándar calculada sobre un conjunto de observaciones independientes de una variable aleatoria tiende a la desviación estándar de la distribución cuando la cantidad de observaciones tiende a infinito, el nivel de reducción de los lóbulos de rejilla será mayor cuanto mayor sea la cantidad de elementos del array o, de forma rigurosa, cuanto mayor sea la cantidad de muestras utilizadas para calcular la desviación estándar. Esto último es importante en el caso de aplicar la técnica  $SAFT\ N(I, N)$ , ya que cada muestra de salida se calcula a partir de  $N^2$  muestras de entrada, proporcionando una mayor reducción de

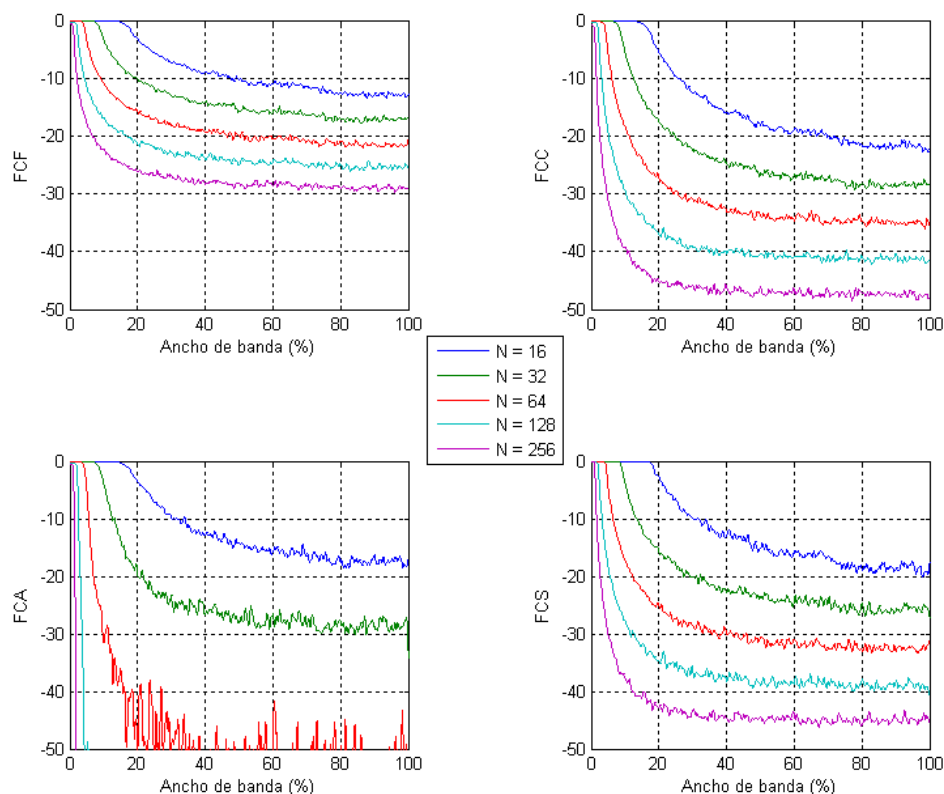


Figura 3.39 – Valor máximo de los factores de coherencia en la zona del lóbulo de rejilla para un array con  $d = 1.5 \lambda$  y emitiendo desde el centro del array, en función del ancho de banda y la cantidad de elementos del array. (a)  $FCF$  (b)  $FCC$  (c)  $FCA$  (d)  $FCS$ .

los lóbulos de rejilla que cuando se realiza una única emisión, donde cada muestra de salida se obtiene a partir de sólo  $N$  muestras de entrada.

La Figura 3.39 muestra el valor máximo de los factores de coherencia en el lóbulo de rejilla para un array lineal con  $d = 1.5\lambda$ , en función del ancho de banda y para distintos valores de  $N$ . La simulación se realizó con emisión puntual desde el centro del array (un único disparo). Se verifica que el nivel de reducción de los lóbulos de rejilla se incrementa con el ancho de banda y con la cantidad de elementos del array, manteniéndose esencialmente constante para anchos de banda mayores al 60%. En esta zona, el nivel de reducción es del orden de  $1/\sqrt{N}$  para el  $FCF$  y de  $1/N$  para el  $FCC$  y el  $FCS$ , que coincide con los resultados obtenidos en §2.6. El  $FCA$  vale cero en la zona del lóbulo de rejilla para arrays de más de 64 elementos y anchos de banda mayores al 20%, eliminando por completo los artefactos de la imagen.

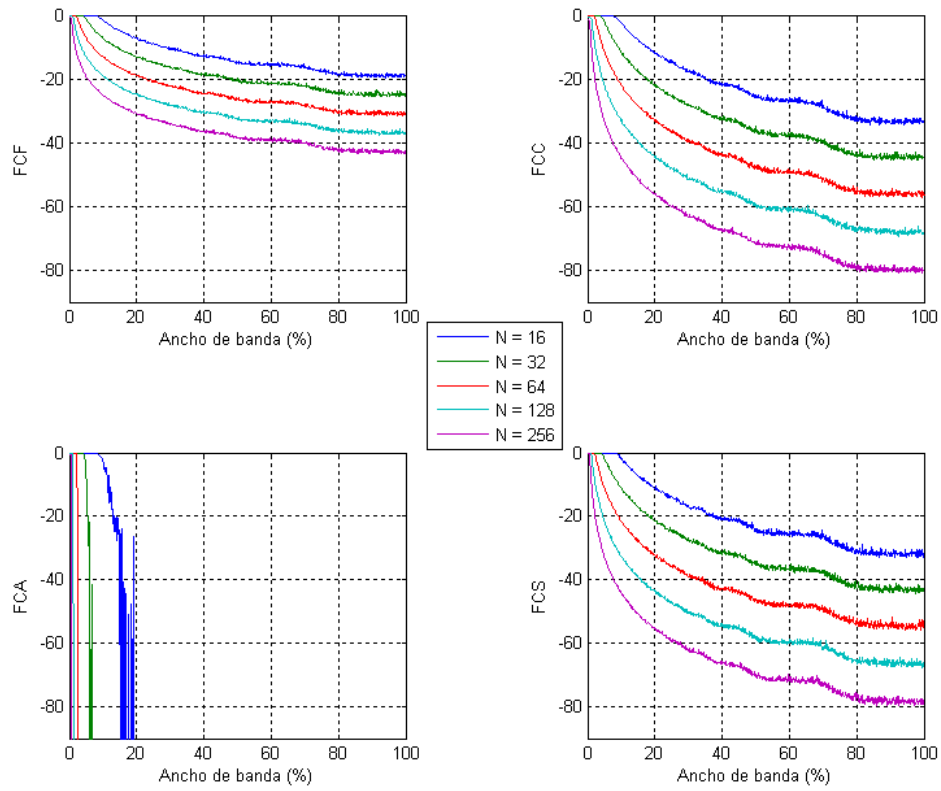


Figura 3.40 – Valor máximo de los factores de coherencia en la zona del lóbulo de rejilla para un array con  $d = 1.5 \lambda$  con la técnica  $SAFT N(1,N)$  y coherencia global, en función del ancho de banda y la cantidad de elementos del array. (a)  $FCF$  (b)  $FCC$  (c)  $FCA$  (d)  $FCS$ .

Aplicando  $SAFT N(I,N)$  con factores de coherencia máximos se obtienen resultados similares, pues se calculan de forma independiente para cada emisión. Para la técnica  $SAFT N(I,N)$  con coherencia global, la reducción de lóbulos de rejilla es aún mayor, como se observa en la Figura 3.40. En particular, el  $FCA$  vale cero en la posición de los lóbulos de rejilla incluso para anchos de banda muy bajos.

### 3.2.4.1 Análisis con dos reflectores de igual amplitud

Al igual que para los lóbulos laterales, debe analizarse el comportamiento de los factores de coherencia en los lóbulos de rejilla para más de un reflector. La Figura 3.41 muestra la imagen original obtenida por simulación, junto a las de coherencia, para un array con  $N = 64$ ,  $d = \lambda$ ,  $BW = 50\%$  y dos reflectores de igual amplitud en  $\theta_A = -30^\circ$  y  $\theta_B = 30^\circ$ . Se aplicó el método  $SAFT\ N(I,N)$  con coherencia global.

Los dos reflectores están ubicados en la zona de mayor influencia de los lóbulos de rejilla. Sin embargo, *todos los factores de coherencia alcanzan la unidad* en la posición de ambos. La Figura 3.42 muestra el patrón lateral original junto con los obtenidos después de aplicar cada factor de coherencia.

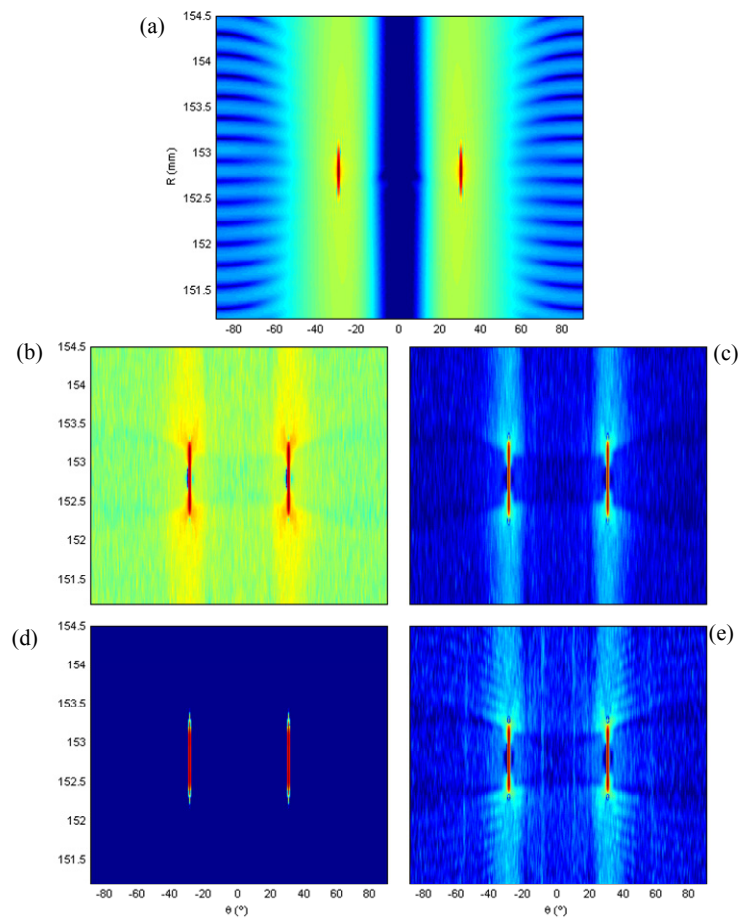


Figura 3.41 – Imagen original (a),  $FCF$  (b),  $FCC$  (c),  $FCA$  (d) y  $FCS$  (e) para dos reflectores de amplitud  $0\text{ dB}$ , aplicando la técnica  $SAFT\ N(1,N)$  y coherencia global. Rango dinámico  $70\text{ dB}$ ,  $N = 64$ ,  $d = \lambda$ ,  $\sigma_\eta = -60\text{ dB}$ .

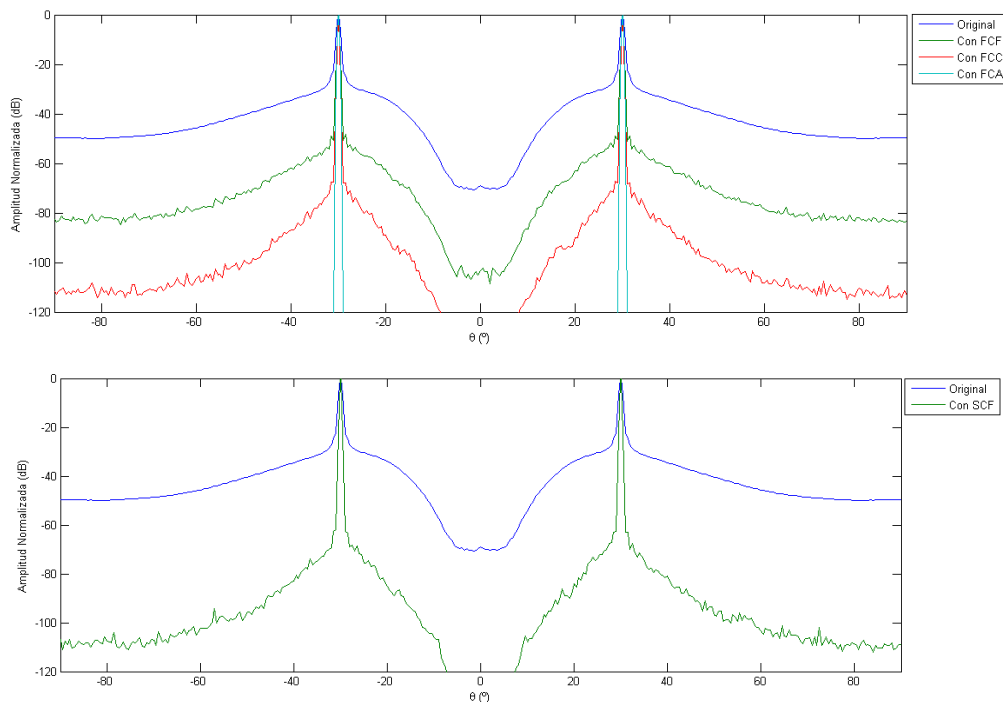


Figura 3.42 – Patrón lateral original (azul) y después de aplicar los factores de coherencia de fase (arriba) y coherencia de signo (abajo) para dos reflectores de amplitud  $0\text{ dB}$  aplicando la técnica  $SAFT\ N(1,N)$  y factores de coherencia globales.  $N = 64$ ,  $d = \lambda$ ,  $\sigma_\eta = -60\text{ dB}$ .

Definiendo el *contraste* como la relación entre la amplitud en la posición de los reflectores y el nivel medio en la región que los rodea, el *FCF* mejora este parámetro en  $30\text{ dB}$  y tanto el *FCC* como el *FCS* lo hacen en  $60\text{ dB}$ . El *FCA* logra un contraste “infinito”, dado que vale cero fuera del lóbulo principal para los dos reflectores.

### 3.2.4.2 Análisis con dos reflectores de distinta amplitud

La Figura 3.43 y la Figura 3.44 muestran los resultados de la misma simulación pero con el reflector *B* de amplitud igual a  $-43\text{ dB}$  con respecto a la del reflector *A*. Representa una situación extrema en la que el eco generado por un reflector está por debajo del nivel del lóbulo de rejilla generado por otro reflector, por lo que no se distingue en la imagen original (Figura 3.43a). Incluso en esta situación, *todos los factores de coherencia alcanzan la unidad*

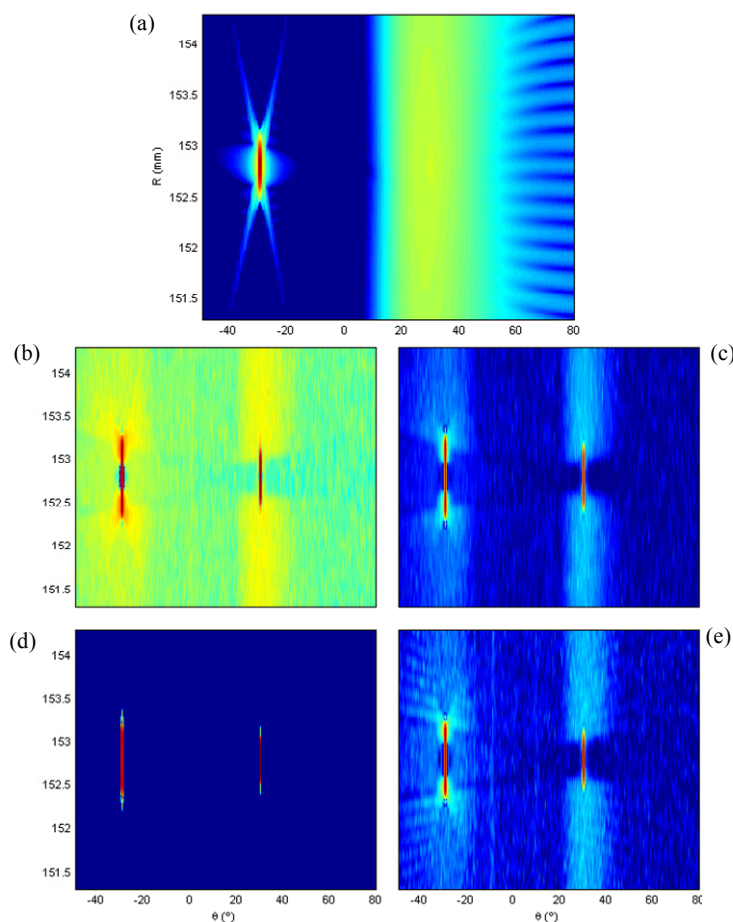


Figura 3.43 – Imagen original (a), *FCF* (b), *FCC* (c), *FCA* (d) y *FCS* (e) para dos reflectores de amplitud  $0\text{ dB}$  y  $-43\text{ dB}$ , aplicando la técnica *SAFTN(I,N)* y coherencia global. Rango dinámico  $70\text{ dB}$ ,  $N = 64$ ,  $d = \lambda$ ,  $\sigma_\eta = -60$

en la posición de ambos reflectores, mientras que toman valores muy bajos en las zonas afectadas por los lóbulos de rejilla (Figura 3.43b-d).

Los patrones laterales mostrados en la Figura 3.44 evidencian la capacidad del procesamiento de coherencia de fase o signo para cancelar los lóbulos de rejilla y mostrar los reflectores que están a un nivel más bajo. El trazo azul representa el patrón lateral original, donde apenas destaca el reflector que está inmerso en el lóbulo de rejilla y que, desde luego, es difícil detectar en la imagen original (Figura 3.43a). En la Figura 3.44 (arriba), los trazos verde, rojo y celeste representan los patrones laterales resultantes al aplicar los factores *FCF*, *FCC* y *FCA*, respectivamente y el *FCS* en la Figura 3.44 (abajo). En todos los casos hay una importante mejora del contraste, esto es, diferencia (en dB) entre el nivel del reflector débil y el fondo residual que lo rodea: de apenas  $1\text{ dB}$  en la imagen original, se pasa a  $22\text{ dB}$  con el *FCF* y  $45\text{ dB}$  con el *FCC* y el *FCS*. Por su parte, el *FCA* muestra un contraste infinito.



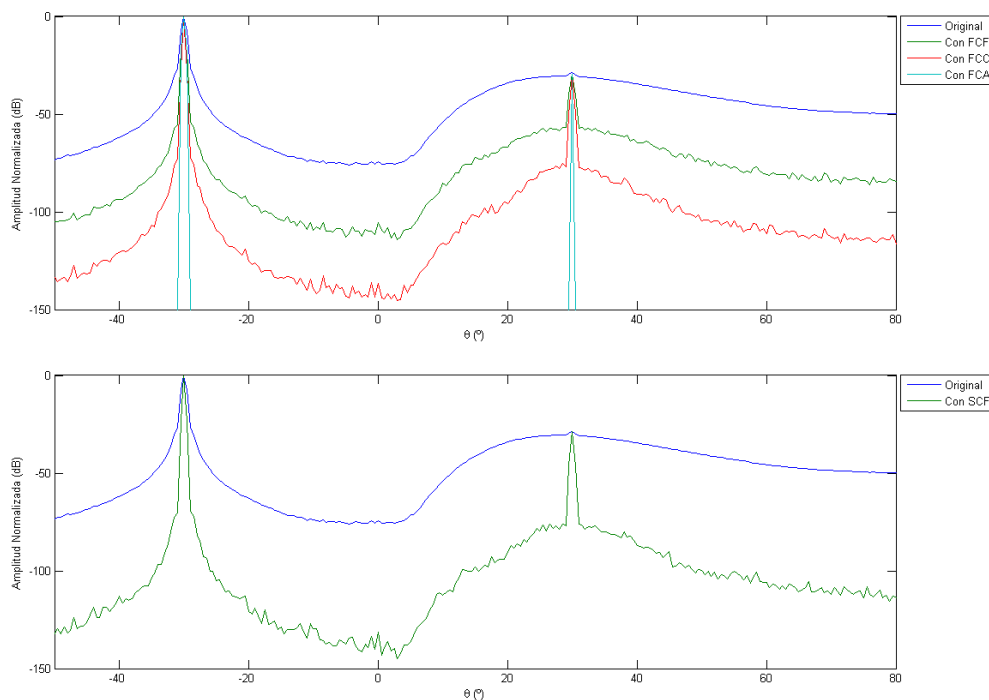


Figura 3.44 –Patrón lateral original (azul) y después de aplicar los factores de coherencia de fase (arriba) y coherencia de signo (abajo) para dos reflectores de amplitud  $0\text{ dB}$  y  $-43\text{ dB}$ , aplicando la técnica  $SAFT\ N(1,N)$  y factores de coherencia globales.  $N = 64$ ,  $d = \lambda$ ,  $\sigma_\eta = -60\text{ dB}$ .

Estos resultados son relevantes, pues *se puede mejorar en más de dos órdenes de magnitud el contraste* en las regiones de lóbulos de rejilla realizando el procesamiento con los factores de coherencia  $FCC$  y  $FCS$ , y algo menos con el  $FCF$ .

### 3.2.4.3 Aperturas dispersas

La reducción de los lóbulos de rejilla ha sido tradicionalmente abordada mediante técnicas de diseño de arrays, como fue descrito en §1.5.4. Evitando la periodicidad en la posición de los elementos, cuando  $d > \lambda/2$ , se consigue disminuir el nivel del lóbulo de rejilla a costa de aumentar el de los lóbulos laterales. Con esto se busca obtener un patrón de radiación más homogéneo, evitar que aparezcan artefactos muy definidos en la imagen y mejorar, en lo posible, el rango dinámico y el contraste. El procesamiento de coherencia propuesto también puede utilizarse con aperturas dispersas, incluso con mejores resultados que con arrays densos

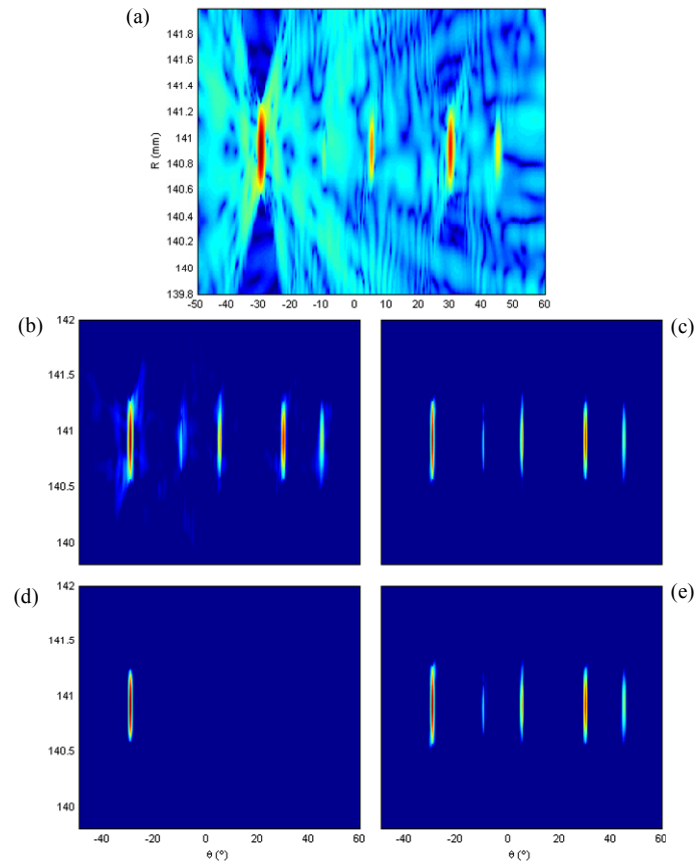


Figura 3.45 – Imagen original (a) y después de aplicar el *FCF* (b), *FCC* (c), *FCA* (d) y *FCS* (e), con *SAFT N(1,N)* y coherencia global. Rango dinámico 80 dB,  $N = 64$ ,  $d = \lambda$ ,  $\sigma_\eta = -60$  dB.

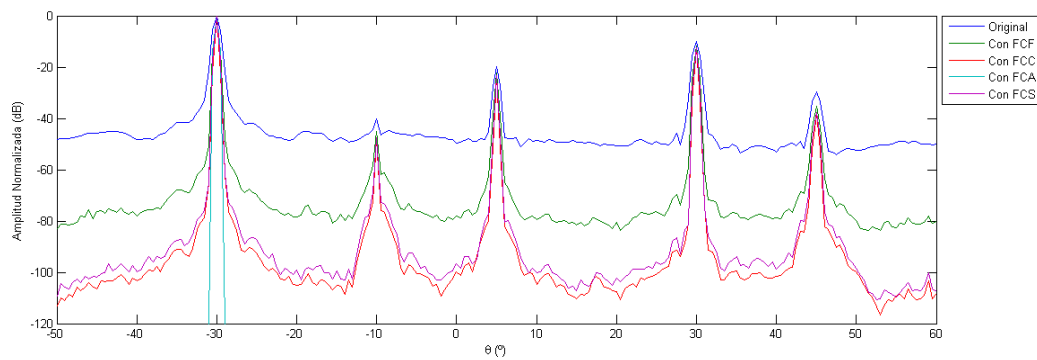


Figura 3.46 – Patrón lateral original (azul) y después de aplicar los factores de coherencia, para la técnica *SAFT N(1,N)* y coherencia global.  $N = 64$ ,  $d = \lambda$ ,  $\sigma_\eta = -60$  dB.

( $d=\lambda/2$ ), dada la dispersión de fases que introduce la ubicación no uniforme de los elementos, como se aborda en esta sección.

A modo de ejemplo, la Figura 3.45 muestra las imágenes obtenidas para un array de 64 elementos ubicados de forma aleatoria en una apertura de  $64\lambda$  antes y después de aplicar los

factores de coherencia. Se colocaron 5 reflectores en las posiciones angulares  $\theta = \{-30^\circ, -10^\circ, 5^\circ, 30^\circ, 45^\circ\}$  con amplitudes  $A = \{0, -40, -20, -10, -30\}$  dB. La técnica utilizada para la formación de las imágenes fue *SAFT N(1,N)* con coherencia global.

Después de aplicar los factores de coherencia, el fondo de ruido del array (originalmente en  $-50$  dB) se reduce a  $-80$  dB con el *FCF* y a  $-100$  dB con el *FCC* y el *FCS* (Figura 3.46). Las amplitudes de los reflectores se modifican en menos de  $6$  dB después de la aplicación de los factores de coherencia. Esto supone una ganancia neta en contraste de  $24$  a  $46$  dB, según el factor utilizado (más de dos órdenes de magnitud en el segundo caso). Si bien el *FCA* suprime por completo los artefactos debidos a los lóbulos de rejilla, también elimina de la imagen a los 4 reflectores de menor amplitud.

Esta característica del *FCA*, analizada en §3.2.3, se produce por la interferencia entre las señales generadas por reflectores próximos entre sí y puede evitarse calculando la coherencia máxima en lugar de la coherencia global (Figura 3.47). Como era de esperar, el nivel de

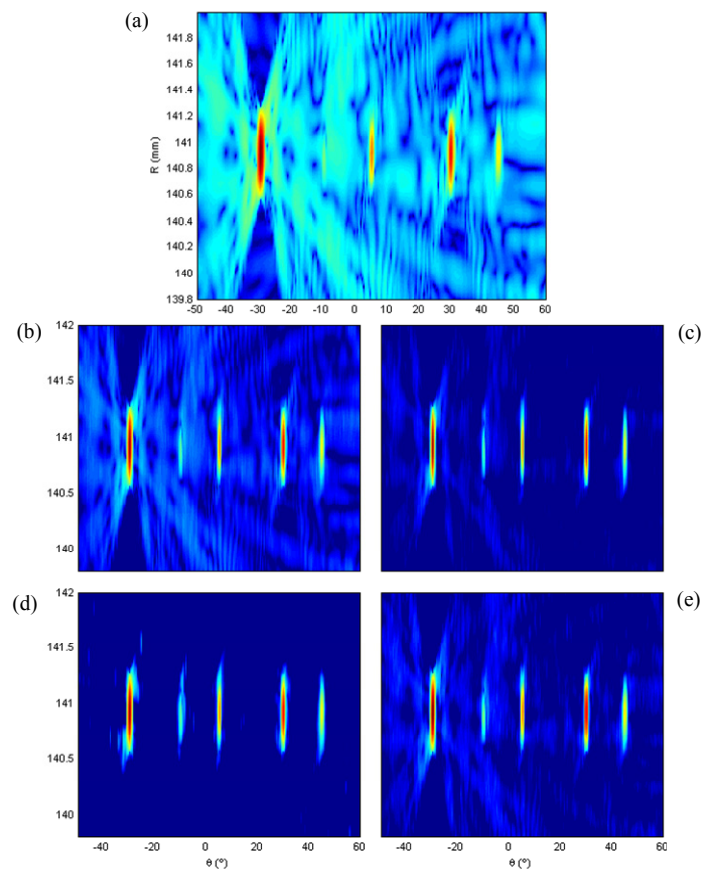


Figura 3.47 – Imagen original (a) y después de aplicar el *FCF* (b), *FCC* (c), *FCA* (d) y *FCS* (e), con *SAFT N(1,N)* y coherencia máxima. Rango dinámico  $80$  dB,  $N = 64$ ,  $d = \lambda$ ,  $\sigma_n = -60$  dB.

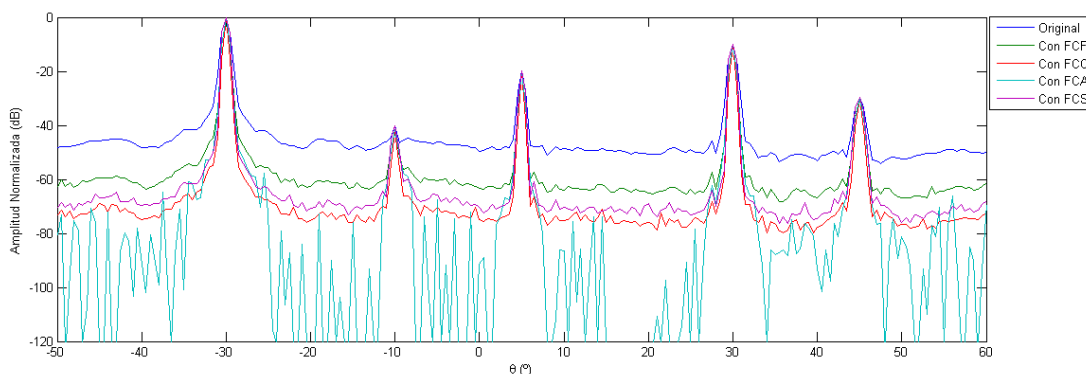


Figura 3.48 –Patrón lateral original (azul) y después de aplicar los factores de coherencia, para la técnica SAFT  $N(1,N)$  y coherencia máxima.  $N = 64$ ,  $d = \lambda$ ,  $\sigma_\eta = -60$  dB.

reducción del fondo de ruido es menor (Figura 3.48), *pero la amplitud de las señales recibidas desde cada reflector no se ve alterada* y, en cualquier caso, el contraste mejora entre 20 y 30 dB, según el factor de coherencia empleado.

A modo de resumen, la Figura 3.49 muestra la imagen obtenida mediante un array denso de 128 elementos (a) y la generada con el array disperso de 64 elementos de las figuras anteriores, aplicando el factor de coherencia de signo *FCS* y coherencia máxima (b). El fondo de ruido en esta última es del mismo orden que el fondo de ruido generado por el array denso (c) y conserva la amplitud de las indicaciones generadas por todos los reflectores en la imagen, con una reducción considerable del nivel de los lóbulos laterales próximos al principal. Este resultado es de particular relevancia, ya que confirma que *la aplicación de los factores de coherencia máxima con arrays dispersos permite reducir a la mitad la cantidad de elementos activos sin pérdida de resolución ni contraste en la imagen resultante, y asegurando la detección de los reflectores más débiles*.

### 3.3 Factores de coherencia en imágenes *phased array*

En esta sección se repite el análisis realizado para el método SAFT en el caso de las imágenes obtenidas mediante el método *phased array*, en el cual, la emisión utiliza los  $N$  elementos del array a los que se les aplica una ley focal determinada. De esta forma, se genera un haz colimado en una dirección de propagación y distancia focal. Con cada disparo

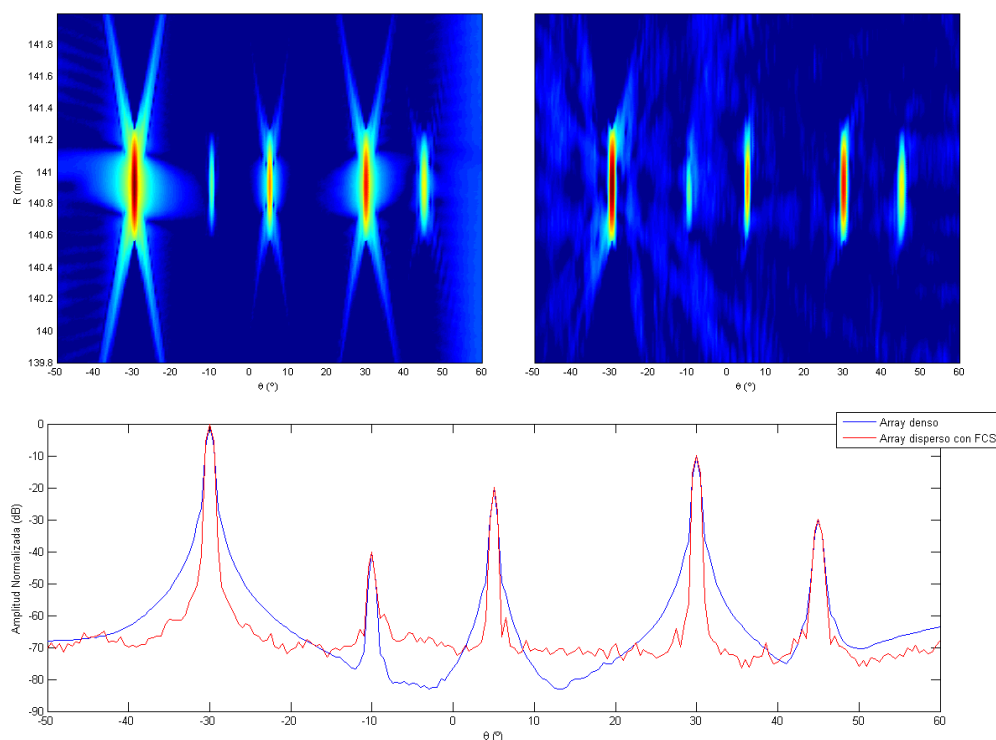


Figura 3.49 – Imágenes obtenidas con un array denso de 128 elementos (a) y con un array disperso de 64 elementos e igual apertura activa, después de aplicar el *FCS* (b), con SAFT  $N(1,N)$  y coherencia máxima.

Rango dinámico 80 dB

conjunto de los elementos del array sólo se puede utilizar una ley focal única (un único foco en emisión).

Cuando un reflector está situado en el foco de emisión, la situación es análoga a la de la emisión omni-direccional desde el centro del array, con tiempos de vuelo en ida y vuelta compensados por las leyes focales (focalización dinámica en recepción). Las fases de los datos de apertura serán iguales y todos los factores de coherencia alcanzarán la unidad.

Si el reflector no está ubicado en el foco creado en emisión, cada elemento recibirá la suma de  $N$  señales retrasadas según las diferencias entre el tiempo de vuelo desde cada elemento emisor al reflector y de vuelta hasta cada elemento receptor y los retardos aplicados en emisión. En esta situación, la señal recibida por cada elemento tendrá una duración mayor (menor ancho de banda).

Dado que los factores de coherencia son sensibles al ancho de banda de las señales recibidas, su comportamiento puede variar con respecto a las técnicas SAFT. En los próximos apartados se analiza la resolución lateral (uno o dos reflectores, de la misma o diferente

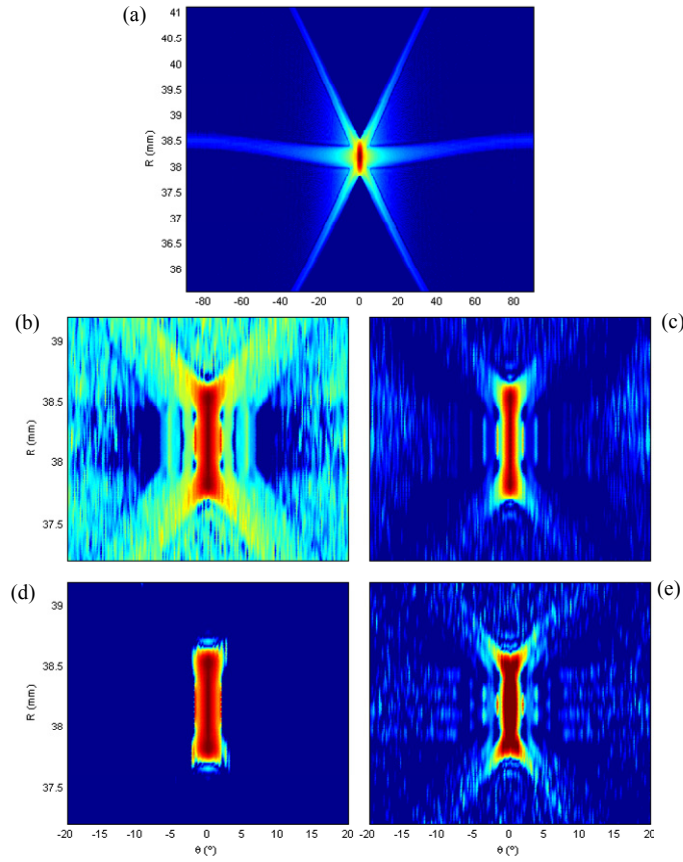


Figura 3.50 – Imagen original (a), *FCF* (b), *FCC* (c), *FCA* (d) y *FCS* (e) en torno al reflector, con foco fijo en emisión a la profundidad del reflector y focalización dinámica en recepción. Rango dinámico (a) 90 dB (b,c,d,e) 35 dB,  $N = 64$ ,  $d = \lambda/2$ ,  $\sigma_\eta = -60$  dB.

amplitud), el fondo de ruido (cancelación de lóbulos laterales) y la supresión de los lóbulos de rejilla para la modalidad de imagen *phased array* con un único foco en emisión.

### 3.3.1 Análisis con un solo reflector.

La Figura 3.50 muestra la imagen *PSF* obtenida por simulación y las de coherencia, para un array con  $N = 64$ ,  $d = \lambda/2$  y  $BW = 50\%$ . Se considera un único reflector ubicado en  $R_A = 0.5R_u$  y  $\theta_A = 0^\circ$ . La técnica de imagen es *phased-array*, con un único foco en emisión colocado a la profundidad del reflector y focalización dinámica en recepción.

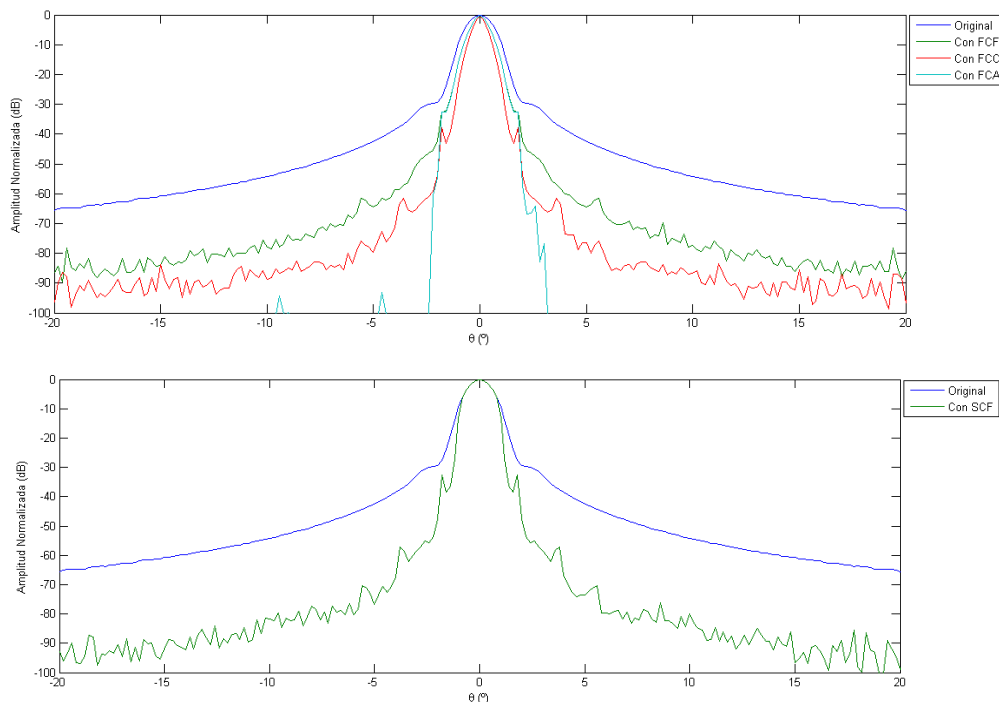


Figura 3.51  $-LSF$  original (azul) y después de aplicar los factores de coherencia de fase (arriba) y coherencia de signo (abajo), con foco fijo en emisión a la profundidad del reflector y focalización dinámica en recepción.  $N = 64$ ,  $d = \lambda/2$ ,  $\sigma_n = -60$  dB.

Por su parte, la Figura 3.51 muestra las  $LSFs$  resultantes para distintos factores de coherencia. La primera observación es que el fondo de ruido del array en la imagen original antes de aplicar los factores de coherencia alcanza los  $-66$  dB, inferior a los  $-40$  dB que se obtienen al emitir con un único elemento (ver Figura 3.5 y Figura 3.6). Esta mejora se debe a focalizar tanto en emisión como en recepción.

Todos los factores de coherencia alcanzan la unidad en la posición del reflector y reducen aproximadamente a la mitad la anchura del lóbulo principal. Los lóbulos laterales se reducen en  $20$  dB al aplicar el  $FCF$  y en  $30$  dB al aplicar el  $FCC$  y el  $FCS$ . El  $FCA$  se anula fuera del lóbulo principal, eliminando por completo las indicaciones de los lóbulos laterales.

La Figura 3.52 muestra el fondo de ruido del array en función de la cantidad de elementos para un ancho de banda del  $50\%$ , después de aplicar los factores de coherencia. La reducción es de aproximadamente  $1/\sqrt{N}$  al aplicar el  $FCF$  y de  $1/N$  al aplicar el  $FCC$  o el  $FCS$ , un comportamiento análogo al que se produce emitiendo con un único elemento (Figura 3.16).

Cuando se crea un único foco en emisión, la máxima amplitud de la señal compuesta sólo se alcanza si el reflector está situado sobre el foco, incluso focalizando dinámicamente en

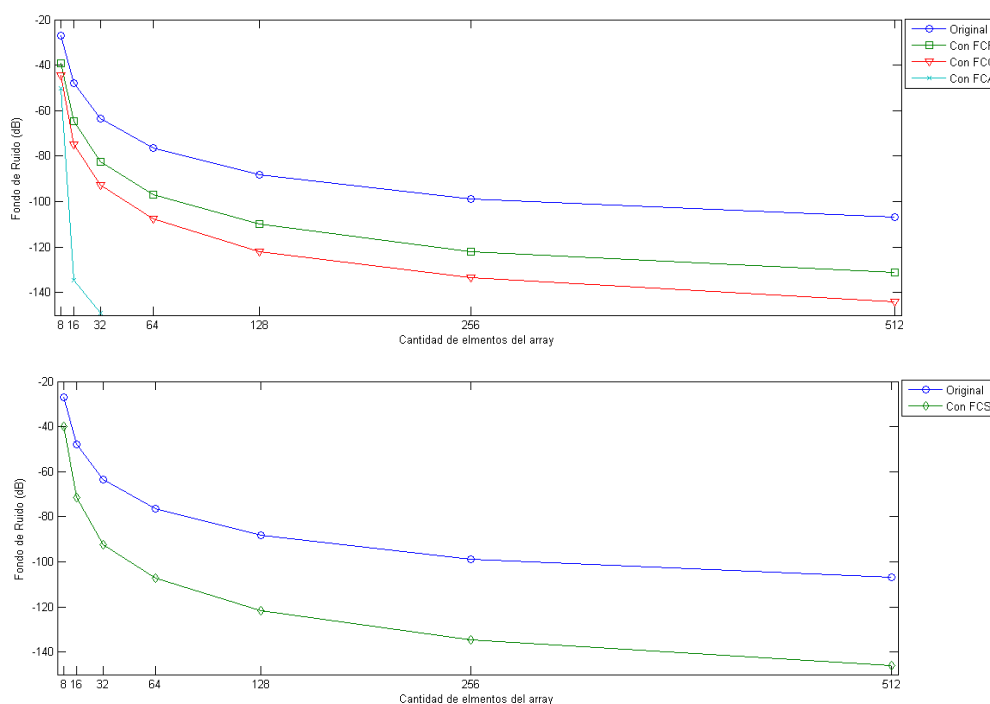


Figura 3.52 – Fondo de ruido del array en función de la cantidad de elementos obtenido al aplicar los factores de coherencia de fase (arriba) y signo (abajo), con foco fijo en emisión a la profundidad del reflector y focalización dinámica en recepción.

recepción. Cuando el reflector está en la dirección de propagación del haz pero no en el foco, los retardos de emisión no compensan las diferencias en los tiempos de vuelo desde cada elemento al reflector, las señales llegan a éste con fases diferentes y la intensidad de campo creada será menor. La interferencia no constructiva entre los frentes de onda provoca, además, que la señal reflejada esté distorsionada con respecto a la señal emitida y, en general, presentará una duración mayor (menor ancho de banda).

Ahora bien, si analizamos las fases en recepción y con focalización dinámica, los tiempos de vuelo desde el reflector de vuelta hasta cada elemento del array se compensarán correctamente y las fases recibidas serán iguales en todos los elementos del array. Por lo tanto, los factores de coherencia alcanzarán la unidad para cualquier reflector ubicado en la dirección de propagación del haz *siempre que la focalización en recepción sea dinámica, con independencia de la posición del foco de emisión*.

La Figura 3.53a muestra la envolvente de la señal conformada y el *FCF* para un array con  $N = 64$ ,  $d = \lambda/2$  y  $BW = 50\%$ , y 9 reflectores de la misma amplitud equi-espaciados desde 0.1 hasta 0.9 veces el campo cercano en la dirección de propagación. Se colocó un único foco en



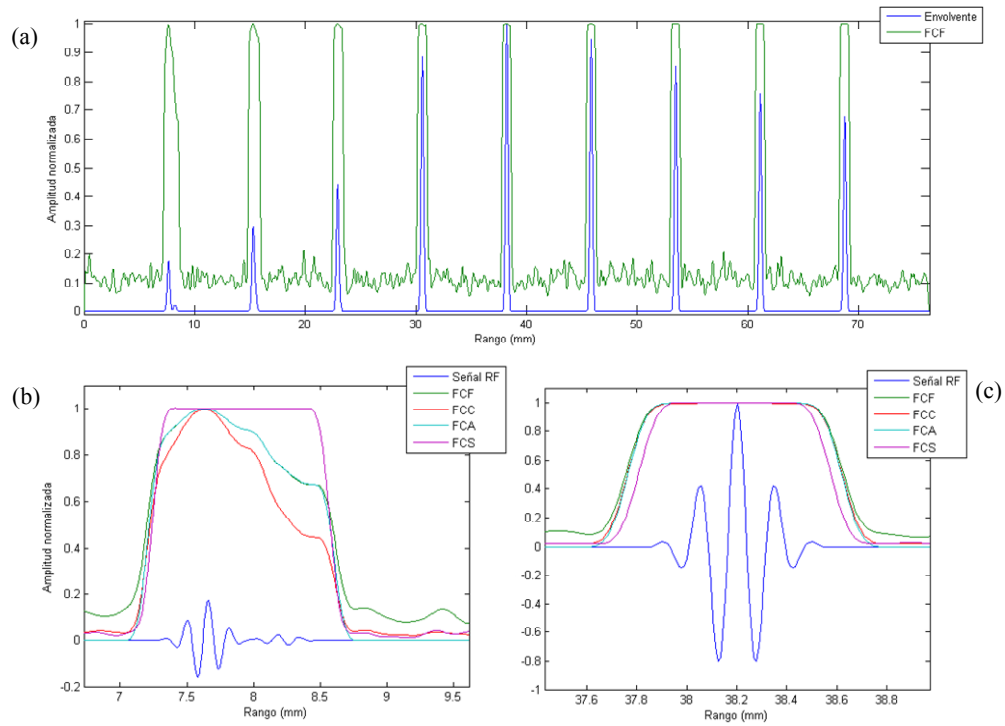


Figura 3.53 – (a) Envolvente de la señal recibida y  $FCF$  para 9 reflectores equi-espaciados en la dirección de propagación del haz, con foco fijo en emisión a  $38\text{ mm}$  y focalización dinámica en recepción (b) Detalle en torno al primer reflector junto con los factores de coherencia (c) Idem para el reflector ubicado en el foco de emisión.  $N = 64$ ,  $d = \lambda/2$ ,  $\sigma_\eta = -60\text{ dB}$ .

emisión a  $38\text{ mm}$  del array, focalizando dinámicamente en recepción. Como cabía esperar, la amplitud de las señales recibidas alcanza la unidad sólo para el reflector ubicado en el foco, mientras que la coherencia de fase vale 1 para todos ellos. Se confirma por tanto, que el aspecto esencial en cuanto a la imagen por coherencia de fase es *la focalización dinámica en recepción*, aunque se utilice un único foco en emisión.

La Figura 3.53b muestra la señal recibida, junto con los factores de coherencia para el reflector más cercano al array. A pesar de la distorsión de la señal y de su baja amplitud, todos los factores de coherencia alcanzan la unidad y, por tanto, no modifican su amplitud.

### 3.3.2 Análisis con dos reflectores de igual amplitud

La focalización en emisión modifica el comportamiento de los factores de coherencia cuando hay más de un reflector, ya que la interferencia entre las señales emitidas se produce tanto en la reflexión como en el proceso de focalización en recepción. La Figura 3.54 corresponde a la simulación de dos reflectores de la misma amplitud, colocados a la misma profundidad y con una separación angular de  $2\theta_Z$ , considerada la situación más desfavorable.

Todos los factores de coherencia alcanzan su máximo valor en la posición de los reflectores. Sin embargo, al igual que al emitir con un único elemento (Figura 3.21), la coherencia también es elevada para los artefactos que aparecen en la dirección axial entre los reflectores. Como se analizó en §3.2.3, una forma de evitar este problema con técnicas *SAFT*

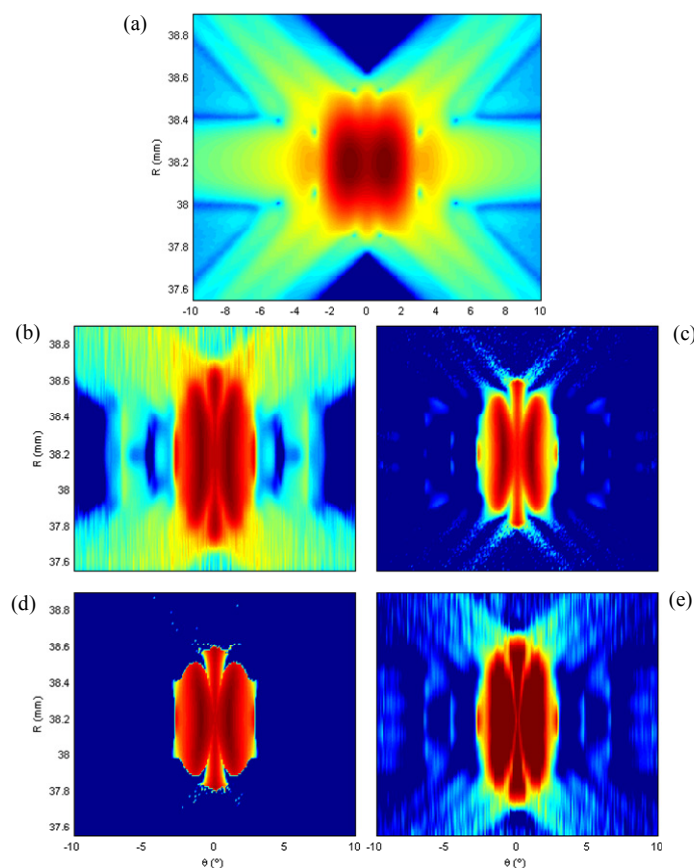


Figura 3.54 – Imagen original (a), *FCF* (b), *FCC* (c), *FCA* (d) y *FCS* (e) para dos reflectores a la misma distancia del array y con una separación angular de  $2\theta_Z$ , con foco fijo en emisión y focalización dinámica en recepción. Rango dinámico 90 dB (a) y 35 dB (b,c,d y e).  $N = 64$ ,  $d = \lambda/2$ ,  $\sigma_\eta = -60$  dB.

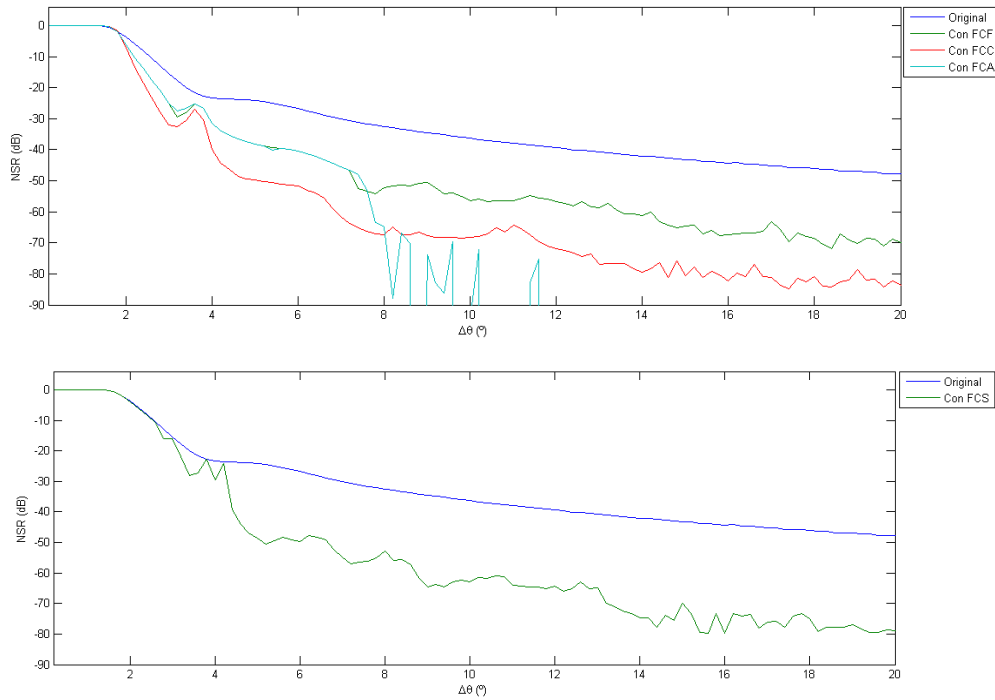


Figura 3.55 –NSR original (azul) y después de aplicar los factores de coherencia de fase (arriba) y coherencia de signo (abajo) para dos reflectores a la misma distancia del array en función de su separación angular y con foco fijo en emisión a la profundidad de los reflectores.  $N = 64$ ,  $d = \lambda/2$ ,  $\sigma_\eta = -60$  dB.

es calcular el máximo del factor de coherencia de entre todas las emisiones (ec. (2.82)), para romper cualquier simetría que pueda darse con respecto a algún elemento emisor.

Esta solución no es válida para la técnica de phased-array, dado que cada línea de la imagen se obtiene a partir de una única emisión. Una alternativa, que se analiza más adelante (ver §3.3.4), consiste en generar varias imágenes emitiendo con sub-aperturas de un mismo array y utilizar el máximo valor de la coherencia obtenida en todas las emisiones, de forma análoga a como se propuso para la técnica *SAFT*  $N(1, N)$ . Otra alternativa es utilizar aperturas con elementos no equiespaciados para evitar simetrías respecto al origen de la emisión.

Los artefactos en la dirección axial reducen la capacidad de separar los reflectores una vez aplicados los factores de coherencia. La Figura 3.55 muestra el NSR en función de la separación angular de los reflectores. Al igual que para la técnica *SAFT*  $N(1, N)$  (Figura 3.26), la separación entre los reflectores al aplicar los factores de coherencia de fase no mejora si  $\Delta\theta < 1.4^\circ$ , mientras que para el *FCS* la distancia angular entre los reflectores debe ser mayor a  $2.5^\circ$ . Por tanto, *el incremento en la resolución lateral es menor al focalizar en emisión con respecto a las técnicas de emisión omnidireccional (SAFT)*.

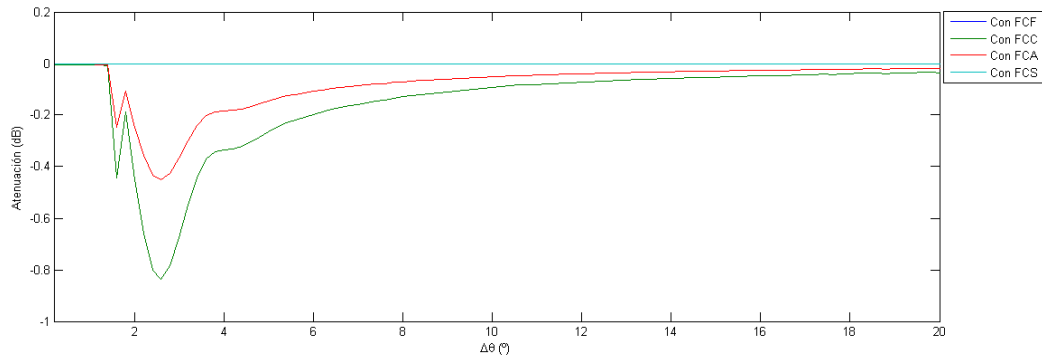


Figura 3.56 –Atenuación en la posición de los reflectores, en función de su separación angular, y después de aplicar los factores de coherencia, focalizando en emisión a la profundidad de los reflectores.  $N = 64$ ,  $d = \lambda/2$ ,  $\sigma_\eta = -60$  dB.

La Figura 3.56 muestra la atenuación introducida por los factores de coherencia para la misma simulación. El comportamiento de todos los factores es similar al que se obtiene mediante  $SAFT N(I, N)$  (Figura 3.27), con la diferencia de que la máxima atenuación es algo menor al focalizar en emisión y se produce en  $\theta \approx 2.5^\circ$ , excepto para el  $FCS$  que no produce pérdidas de amplitud.

### 3.3.3 Análisis con dos reflectores de diferente amplitud

Cuando se emite con sólo un elemento, la intensidad de los ecos recibidos depende únicamente de la reflectividad de cada reflector, y la interferencia entre ellos está determinada por su posición con respecto al array. Al focalizar en emisión, la señal reflejada será mayor si el reflector está en el foco y, por tanto, la interferencia de los ecos generados por otro reflector ubicado fuera del foco será menor. Este hecho proporciona una ventaja al aplicar los factores de coherencia en *phased array* con respecto a la emisión omnidireccional, ya que las pérdidas de amplitud debidas a la proximidad de los reflectores serán menores.

A modo de ejemplo, la Figura 3.57 muestra la imagen y los factores de coherencia, obtenidos por simulación, para dos reflectores de amplitudes  $A_A = 0$  dB y  $A_B = -20$  dB, en las posiciones angulares  $\theta_A = 0^\circ$  y  $\theta_B = 5^\circ$ . Todos los factores de coherencia alcanzan la unidad en la posición del reflector  $A$ , e introducen una atenuación inferior a 3 dB en el reflector  $B$  (Figura 3.58) y, en particular, el  $FCS$  no introduce pérdidas.

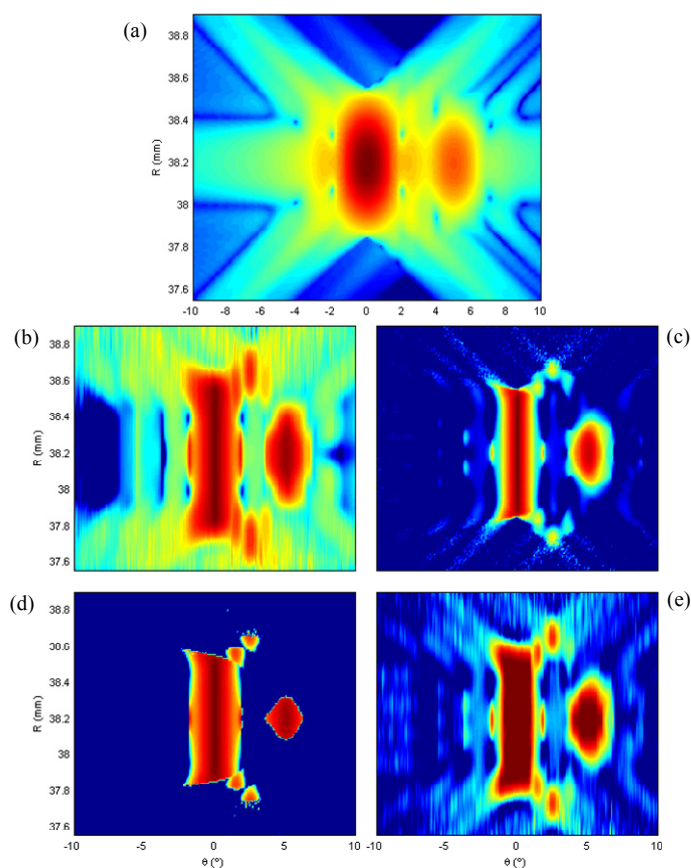


Figura 3.57 – Imagen original (a), *FCF* (b), *FCC* (c), *FCA* (d) y *FCS* (e) para dos reflectores de amplitud 0 dB y -20 dB, con foco fijo en emisión colocado a la profundidad de los reflectores y focalización dinámica en recepción.

Rango dinámico (a) 90 dB (b,c,d,e) 35 dB,  $N = 64$ ,  $d = \lambda/2$ ,  $\sigma_\eta = -60$  dB.

Comparando estos resultados con los mostrados en la Figura 3.29 se aprecia que la atenuación del reflector B es mucho menor que al emitir con un único elemento del array, mientras que la mejora en el nivel de separación de los reflectores es muy similar.

La Figura 3.59 muestra la variación en la relación de amplitudes  $\Delta RA$  en función de la relación de amplitudes original  $RA_{orig}$  para distintos anchos de banda y después de aplicar cada factor de coherencia para imágenes *phased array*. En la simulación se consideró  $\Delta\theta = 2.5^\circ$ , que corresponde a la separación angular donde se produce la mayor atenuación y, por tanto, representa la situación más desfavorable.

El comportamiento global es similar para todos los factores: La relación de amplitud resultante es mayor cuanto mayor es la diferencia de amplitudes original y cuanto menor es el ancho de banda, al igual que sucede al emitir con un único elemento (Figura 3.36). Sin

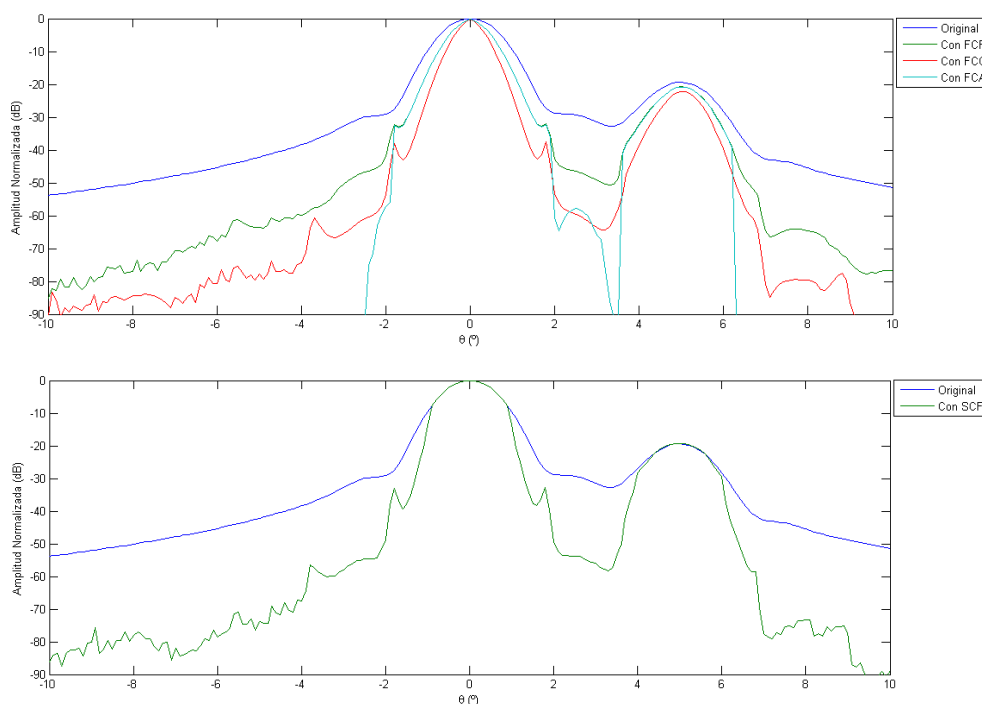


Figura 3.58 –Patrón lateral original (azul) y después de aplicar los factores de coherencia de fase (arriba) y coherencia de signo (abajo), para dos reflectores de amplitud  $0\text{ dB}$  y  $-20\text{ dB}$ , con foco fijo en emisión y focalización dinámica en recepción.  $N = 64$ ,  $d = \lambda/2$ ,  $\sigma_\eta = -60\text{ dB}$ .

embargo, para el *FCF* y el *FCC*, la dependencia con el ancho de banda es menor al focalizar en emisión y se introduce menos atenuación que con la emisión omni-direccional.

El *FCA* y el *FCS* presentan un comportamiento similar: introducen muy poca atenuación (ninguna en el caso del *FCS*) si la relación de amplitudes original es menor a un determinado valor que depende del ancho de banda, pero la atenuación crece rápidamente cuando se supera este valor. Por ejemplo, para un ancho de banda del  $60\%$ , el *FCS* no modifica la relación de amplitud original entre los reflectores si la misma es inferior a  $20\text{ dB}$ .

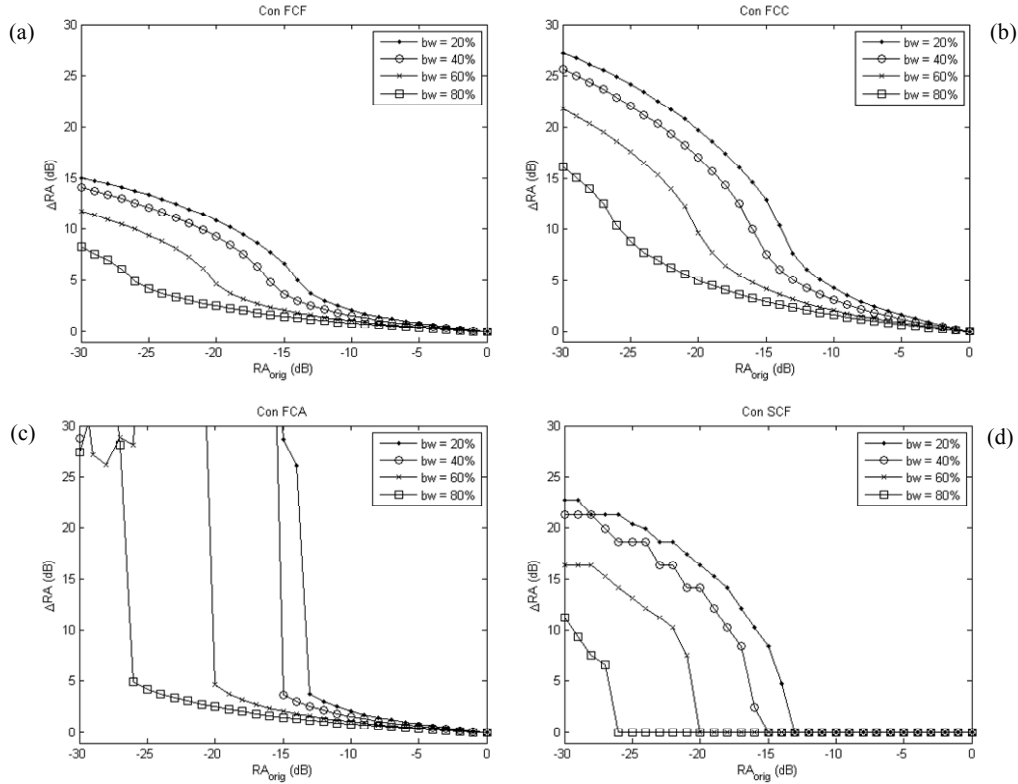


Figura 3.59 –  $\Delta RA$  en función de la relación de amplitudes original y variando el ancho de banda después de aplicar los factores de coherencia  $FCF$  (a),  $FCC$  (b),  $FCA$  (c) y  $FCS$  (d), con foco fijo en emisión y focalización dinámica en recepción.  $\Delta\theta = 2.5^\circ$ ,  $N = 64$ ,  $d = \lambda/2$ ,  $\sigma_\eta = -60$  dB.

### 3.3.4 Reducción de los lóbulos de rejilla.

Dado que al focalizar en emisión las señales recibidas por cada elemento tienen una duración mayor cuando el reflector no está en el foco, la reducción de los artefactos generados por los lóbulos de rejilla al aplicar los factores de coherencia será menor.

La Figura 3.60 muestra las señales recibidas para la misma simulación de la Figura 3.37 pero focalizando en emisión a la profundidad del reflector, ubicado en la dirección del lóbulo de rejilla. Las señales recibidas por cada elemento son el resultado de la suma de las 8 señales emitidas con un desfase de  $2\pi$  y, por tanto, su duración es de 8 ciclos. A su vez, las señales recibidas por cada elemento del array están retrasadas  $2\pi$  debido a los tiempos de vuelo y a la

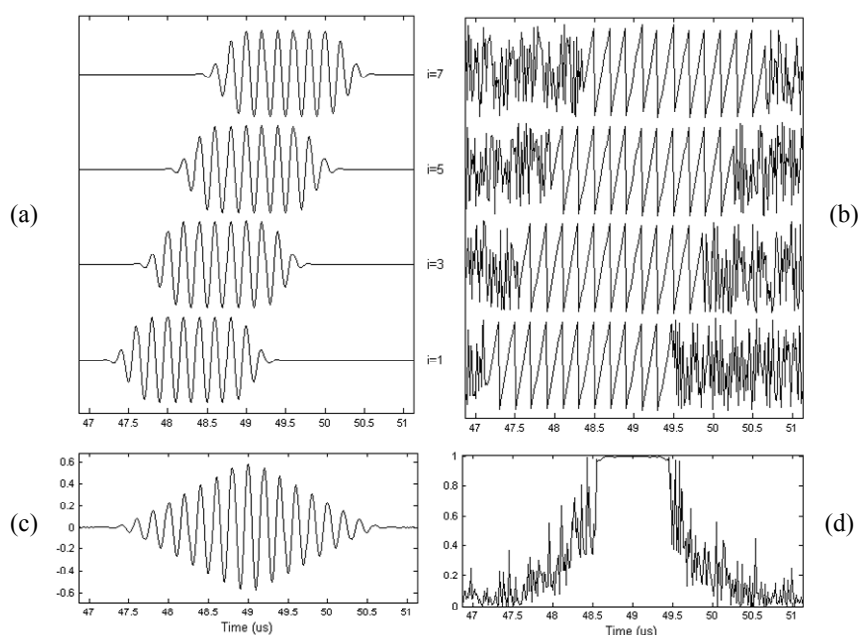


Figura 3.60 – (a) Señales recibidas por los elementos 1,3,5 y 7 de un array de 8 elementos separados  $\lambda$  desde la dirección angular correspondiente al lóbulo de rejilla y focalizando en emisión a la profundidad del reflector que lo genera, junto con las fases instantáneas (b), la salida de un conformador estándar (c) y el factor de coherencia de fase (d).

focalización en recepción con lo cual, durante al menos 1 ciclo, todas las señales son iguales. Los factores de coherencia valen 1 en esta zona (Figura 3.60d) y, por tanto, *no suprimen los artefactos generados por los lóbulos de rejilla*.

A modo de ejemplo, la Figura 3.61 muestra la imagen obtenida por simulación, junto con los factores de coherencia para un array con  $N = 64$ ,  $d = 1.5$ ,  $BW = 50\%$  y un único reflector en  $\theta = 30^\circ$ . El foco de emisión se colocó a la profundidad del reflector y, en recepción, todas las muestras están focalizadas.

Todos los factores de coherencia alcanzan la unidad para  $\theta = -30^\circ$ , donde la intensidad del lóbulo de rejilla es mayor y, por tanto, no logran suprimirlo.

Una posible solución a este problema es reducir la duración de las señales reflejadas desde el lóbulo de rejilla, de forma que al ser recibidas por el array no coincidan en todos los elementos para ningún instante de tiempo. La Figura 3.62 muestra la imagen obtenida junto con los factores de coherencia con los mismos parámetros utilizados para la simulación de la Figura 3.61, pero emitiendo con los 32 elementos centrales del array y recibiendo con la apertura completa (64 elementos). Se observa que el nivel de coherencia en el lóbulo de rejilla



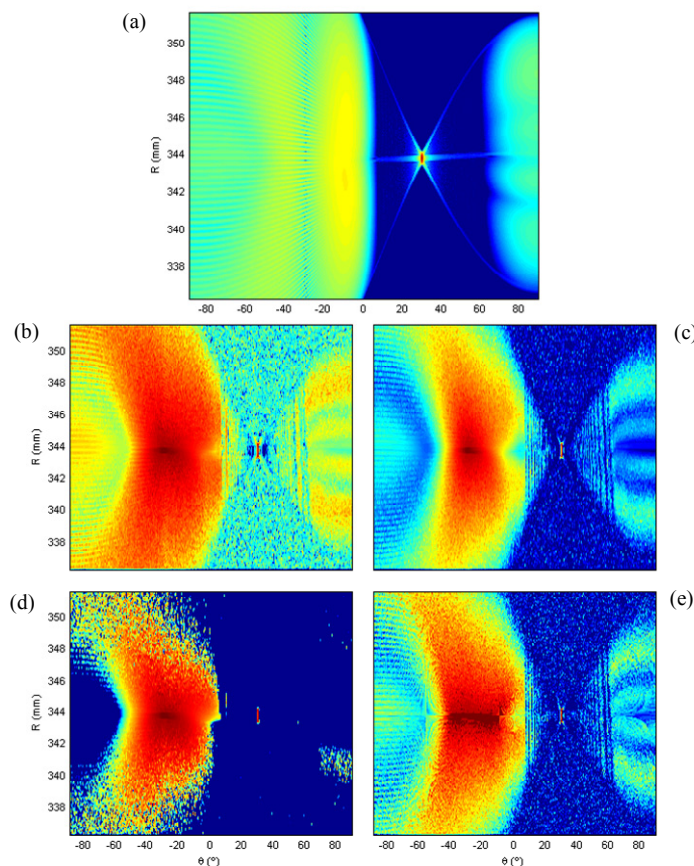


Figura 3.61 – Imagen original (a), *FCF* (b), *FCC* (c), *FCA* (d) y *FCS* (e) para un reflector de amplitud  $0\text{ dB}$  en  $\theta=30^\circ$ , con foco fijo en emisión y focalización dinámica en recepción. Rango dinámico (a)  $90\text{ dB}$  (b,c,d,e)  $35\text{ dB}$ ,  $N = 64$ ,  $d = 1.5\lambda$ ,  $\sigma_\eta = -60\text{ dB}$ .

se reduce, pero sigue presentando valores elevados (aprox 0.8). Además, al reducir la apertura en emisión, se pierde resolución lateral y el fondo de ruido aumenta.

Otra alternativa consiste en *utilizar varias aperturas en emisión*. La posición de los lóbulos de rejilla depende de ambas aperturas, la de emisión y la de recepción. Al repartir la emisión entre sub-aperturas diferentes, el máximo valor de coherencia se dará en una zona diferente en cada imagen para los lóbulos de rejilla y en la misma para el lóbulo principal.

En consecuencia, tomando el factor de coherencia como el *mínimo* de entre todas las emisiones se lograrán reducir los artefactos en la imagen. Una desventaja de tomar el mínimo valor de coherencia es que se *pueden perder las indicaciones generadas por reflectores débiles en presencia de reflectores fuertes*. Además, la cantidad de disparos necesarios para formar una imagen se multiplica por el número de sub-aperturas utilizadas en emisión, lo cual reduce la cadencia de formación de imágenes.

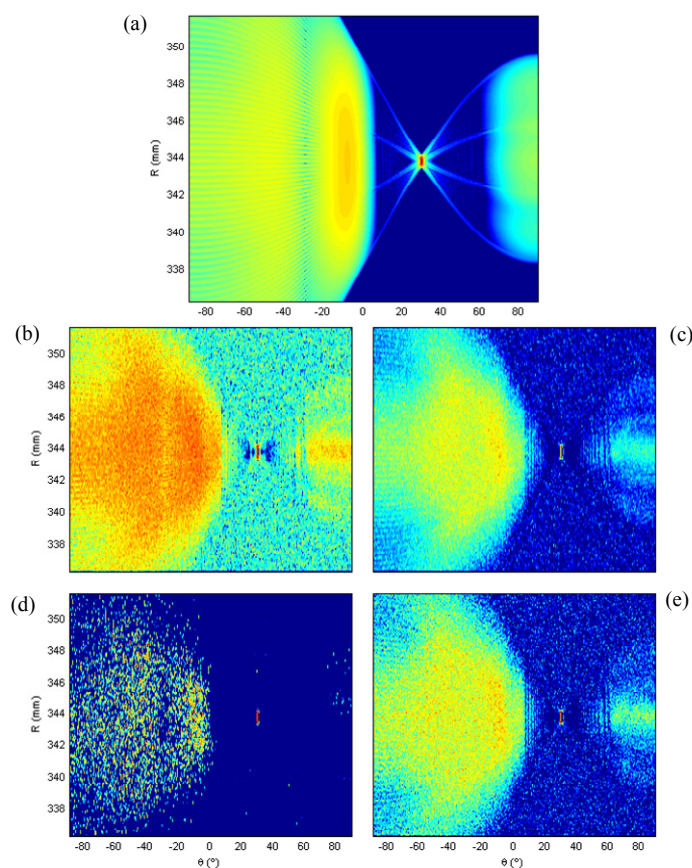


Figura 3.62 – Imagen original (a), *FCF* (b), *FCC* (c), *FCA* (d) y *FCS* (e) para un reflector de amplitud 0 dB en  $\theta=30^\circ$ , con foco fijo en emisión y focalización dinámica en recepción. Apertura de 32 elementos en emisión y 64 elementos en recepción. Rango dinámico (a) 90 dB (b,c,d,e) 35 dB,  $N = 64$ ,  $d = 1.5\lambda$ ,  $\sigma_\eta = -60$  dB.

A modo de ejemplo, la Figura 3.63 muestra los resultados obtenidos para la misma simulación que en la Figura 3.62, pero realizando dos emisiones independientes: la primera con los elementos 1 al 32 y la segunda con los elementos 33 al 64. En ambos casos el foco en emisión se colocó a la profundidad del reflector y todas las muestras están focalizadas en recepción, utilizando los 64 elementos del array. La imagen original se obtuvo como el promedio de las dos imágenes parciales, y los factores de coherencia como el mínimo en cada emisión. La reducción de los lóbulos de rejilla es de, aproximadamente, 10 dB al aplicar el *FCF* y de 20 dB tanto para el *FCC* como para el *FCS*. El máximo valor se da para  $\theta = -30^\circ$ , coincidiendo con la posición angular del lóbulo de rejilla en onda continua.

El mejor resultado se obtiene para arrays con elementos no-equiespaciados. En esta situación, las señales recibidas desde un reflector ubicado en un lóbulo de rejilla, incluso focalizando en emisión, no presentan la misma fase en todos los elementos para ningún

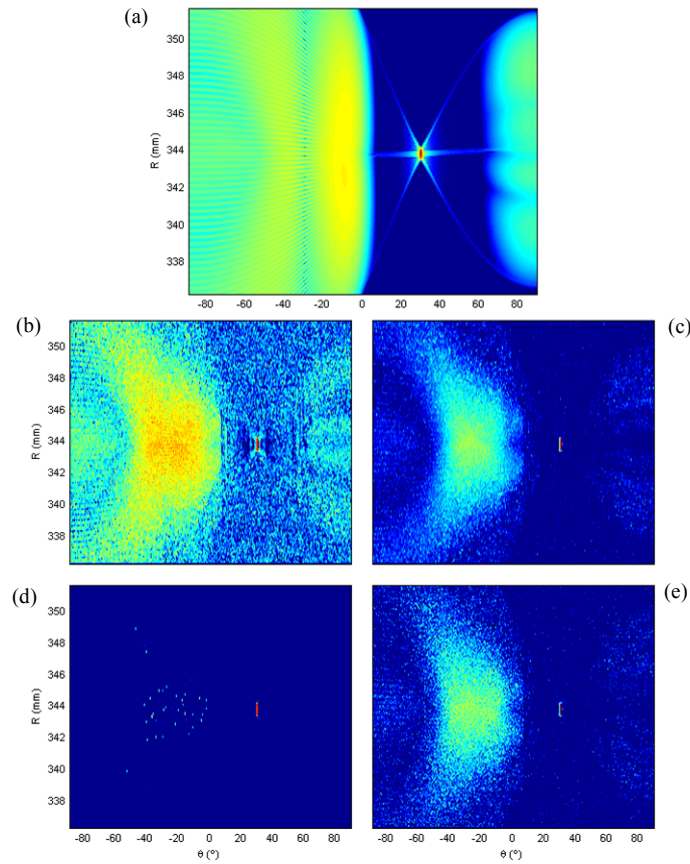


Figura 3.63 – Imagen original (a), *FCF* (b), *FCC* (c), *FCA* (d) y *FCS* (e) para un reflector de amplitud  $0\text{ dB}$  en  $\theta=30^\circ$ , con foco fijo en emisión y focalización dinámica en recepción. En emisión se utilizaron 2 sub-aperturas diferentes de 32 elementos, y los factores de coherencia son el mínimo de las dos emisiones. Rango dinámico (a)  $90\text{ dB}$  (b,c,d,e)  $35\text{ dB}$ ,  $N = 64$ ,  $d = 1.5\lambda$ ,  $\sigma_\eta = -60\text{ dB}$ .

instante de tiempo. La Figura 3.64 muestra las señales recibidas para la misma simulación que en la Figura 3.60, pero con los 8 elementos del array ubicados de manera aleatoria en una apertura de tamaño  $D = 8\lambda$ . La máxima coherencia se da en la zona donde las 8 señales se solapan, pero su valor es inferior que para un array con elementos equiespaciados.

A modo de ejemplo, la Figura 3.65 muestra la imagen obtenida junto con los factores de coherencia para la misma simulación que en la Figura 3.61, pero con los 64 elementos del array ubicados aleatoriamente en una apertura  $D = 96\lambda$ .

Si bien la coherencia es más elevada alrededor de  $\theta=-30^\circ$ , el valor máximo que se alcanza es significativamente menor que para un array con elementos equiespaciados. En la Figura 3.66 se muestran las *LSFs* respectivas. La reducción del fondo de ruido del array al aplicar los

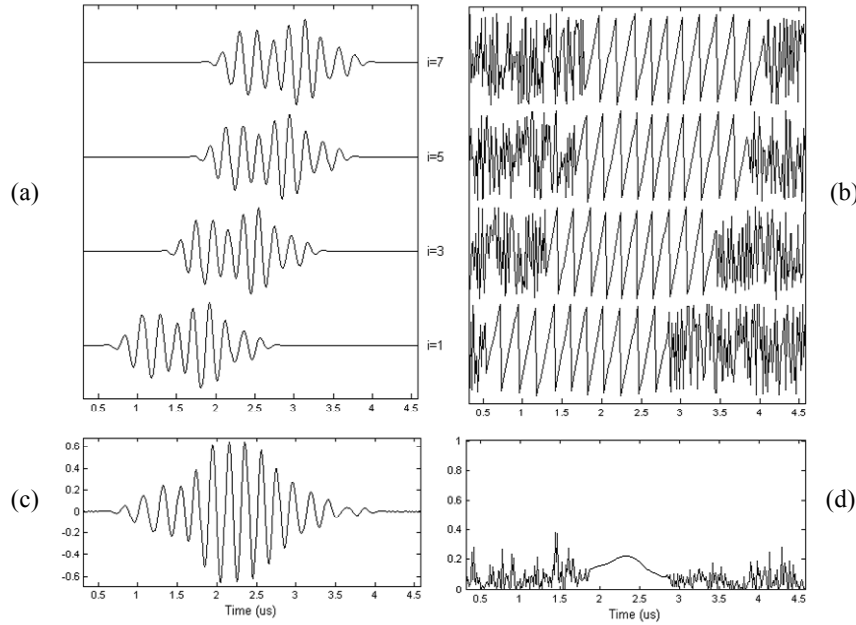


Figura 3.64 – (a) Señales recibidas por los elementos 1,3,5 y 7 de un array de 8 elementos ubicados aleatoriamente en una apertura  $D=8\lambda$ , desde la dirección angular correspondiente al lóbulo de rejilla y focalizando en emisión a la profundidad del reflector que lo genera, junto con las fases instantáneas (b), la salida de un conformador estándar (d) y el factor de coherencia de fase (e).

factores de coherencia cuando los elementos no están equiespaciados, resulta similar a la obtenida para la técnica *SAFT*  $N(1, N)$  con coherencia máxima.

Este resultado, junto con el anterior, abre una posibilidad interesante para operar en *phased array* cuando existe riesgo de aparición de lóbulos de rejilla ( $d > \lambda/2$ ). Consiste en utilizar una sub-apertura con distribución aleatoria de elementos en emisión y toda la apertura en recepción, con focalización dinámica. De este modo se elimina o reduce significativamente el nivel de los lóbulos de rejilla creados por la emisión y se cancelan, mediante procesamiento de coherencia, los que aparecen en recepción. Opcionalmente pueden realizarse dos o más disparos combinando diversas sub-aperturas aleatorias o complementarias en emisión.

Además, existe la posibilidad de obtener la imagen de coherencia a partir de un único disparo omnidireccional realizado desde el centro del array, con un elemento real o virtual, como se ha venido realizando en la mayoría de las simulaciones. Esta imagen de coherencia carece de los lóbulos de rejilla producidos al emitir con foco fijo, con lo que puede utilizarse para ponderar la imagen *phased array* obtenida al realizar el barrido, con prestaciones similares a las mostradas en §3.2.4 para *SAFT*  $1(1, N)$ .

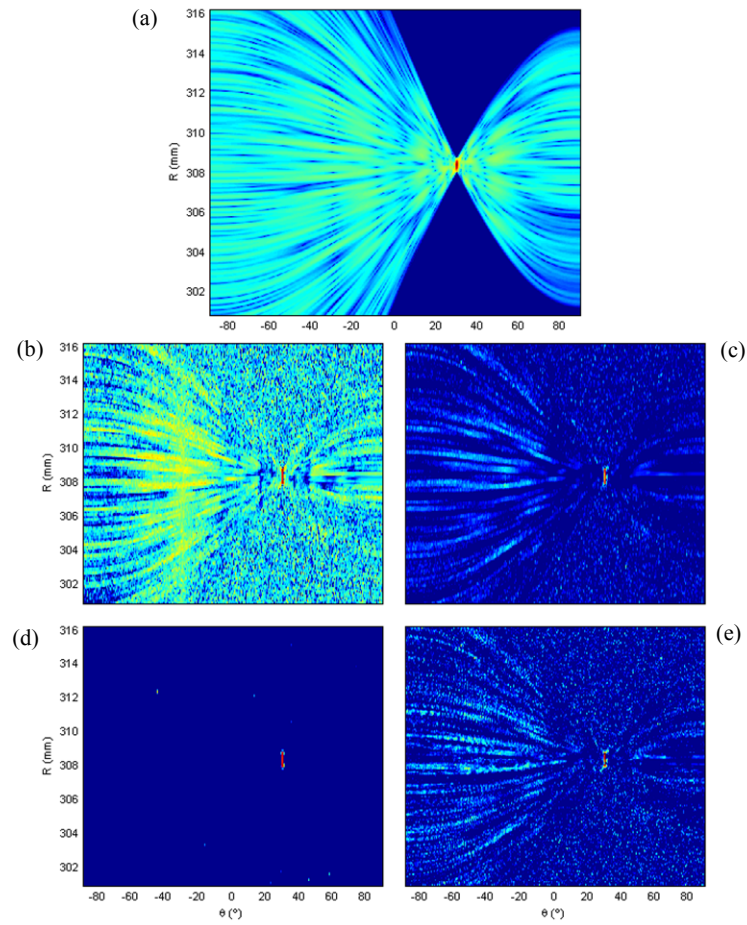


Figura 3.65 – Imagen original (a), *FCF* (b), *FCC* (c), *FCA* (d) y *FCS* (e) para un reflector de amplitud  $0\text{ dB}$  en  $\theta=30^\circ$ , con foco fijo en emisión y focalización dinámica en recepción. Los 64 elementos se ubican de forma aleatoria en una apertura  $D = 96\lambda$ . Rango dinámico (a)  $90\text{ dB}$  (b,c,d,e)  $35\text{ dB}$ .  $N = 64$ ,  $d = 1.5\lambda$ ,  $\sigma_\eta = -60\text{ dB}$ .

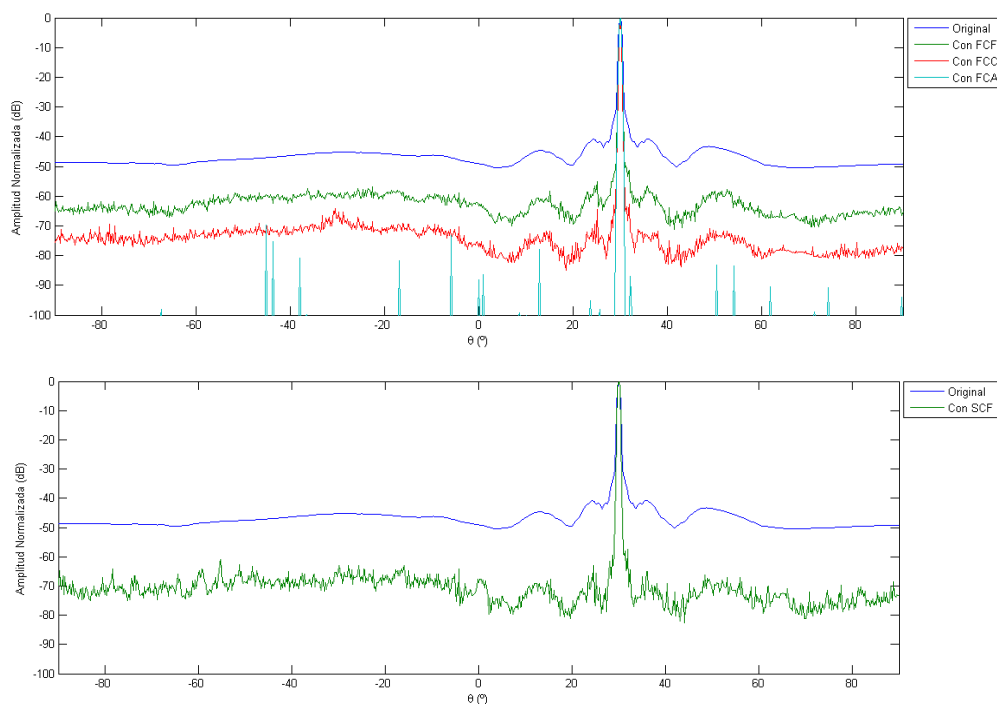


Figura 3.66 –*LSF* original (azul) y tras aplicar los factores de coherencia de fase (arriba) y de signo (abajo), para dos reflectores de amplitud  $0\text{ dB}$  y  $-20\text{ dB}$ , con foco fijo en emisión y focalización dinámica en recepción. Los 64 elementos del array se ubicaron de forma aleatoria en una apertura  $D = 96\lambda$ .  $N = 64$ ,  $d = \lambda/2$ ,  $\sigma_\eta = -60\text{ dB}$ .

### 3.3.5 Caso particular: utilización de un único foco en recepción.

Aunque la focalización dinámica en recepción se está implantando progresivamente en el ámbito de la END, buena parte de los sistemas de imagen *phased array* todavía en uso en este campo aplican únicamente un foco en emisión y en recepción (que pueden ubicarse en distintas posiciones). Una consecuencia de la aplicación de factores de coherencia cuando se opera con foco fijo en recepción es una reducción de la profundidad de foco, según se analizó para onda continua en §2.7.1. La Figura 3.67 muestra un ejemplo en onda pulsada, con los mismos parámetros de simulación que en la Figura 3.53 pero focalizando en emisión a una profundidad  $R_{fe} = 50\text{ mm}$  ( $\approx 2/3\text{ nz}$ ) y, en recepción, a  $R_{fr} = 25\text{ mm}$  ( $\approx 1/3\text{ nz}$ ).

Dado que ninguno de los reflectores está ubicado a la misma profundidad que *el foco en recepción*, las diferencias en los tiempos de vuelo de los ecos hasta los elementos del array no



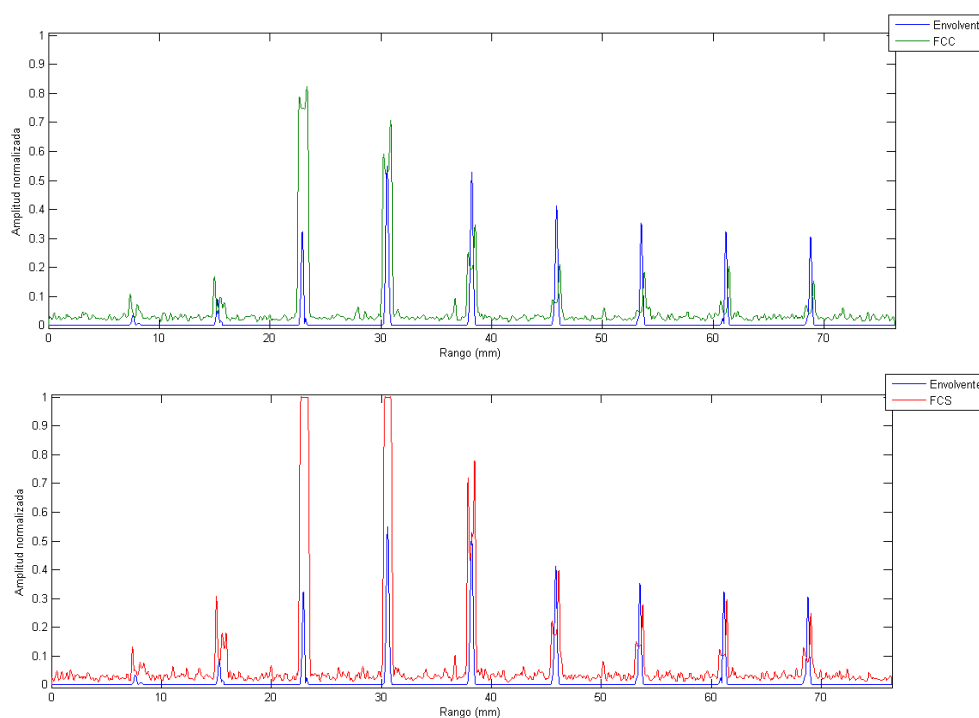


Figura 3.67 – Envolvente de la señal recibida (azul) junto con el FCC (arriba) y el FCS (abajo) para 9 reflectores equi-espaciados en la dirección de propagación del haz, con foco fijo en emisión a 50 mm y a 25mm en recepción.  $N = 64$ ,  $d = \lambda/2$ ,  $\sigma_\eta = -60$  dB.

se corrigen completamente en ningún caso. En consecuencia, el FCC no vale 1 para ningún reflector, siendo su máximo valor de 0.8 para el más cercano al foco en recepción. El FCS alcanza la unidad sólo en los dos reflectores más cercanos al foco en recepción, gracias a la discretización de las fases a 1 bit.

La diferencia más importante al operar con focalización dinámica en recepción (Figura 3.53) respecto al empleo de foco fijo (Figura 3.67) es que, en este último caso, los factores de coherencia no alcanzan la unidad, por lo que atenúan aun más aquellas indicaciones que están fuera del foco en recepción. La focalización dinámica, por el contrario, permite que el procesamiento de coherencia respete la amplitud de las indicaciones originales.

Contrasta este resultado con el de utilizar un único foco en emisión, donde los factores de coherencia no se ven afectados y alcanzan la unidad aunque los reflectores no se sitúen sobre el foco. El uso de un único foco en emisión afecta, sobre todo, a la cancelación de lóbulos de rejilla, como fue discutido en §3.3. Con arrays densos ( $d=\lambda/2$ ) y, a efectos del procesamiento de coherencia, *se puede operar con foco único en emisión y sin pérdidas de amplitud si se dispone de focalización dinámica en recepción.*

### 3.4 Efectos de la discretización de los retardos.

En §2.7.2 se analizó el efecto de la discretización de los retardos sobre la imagen de coherencia. Un resultado interesante fue que, a diferencia de la imagen convencional que requiere una resolución de los retardos del orden de  $1/32$  el periodo de la señal ( $\mu=32$ ) para mantener un nivel bajo de los lóbulos de cuantización, con el procesamiento de coherencia basta muestrear cumpliendo estrictamente el criterio de Nyquist para onda continua ( $\mu=2$ ). Aquí se confirma este resultado para onda pulsada donde, habitualmente, basta  $\mu \leq 4$  para muestrear la señal acorde con el criterio de Nyquist.

Para ello, a modo de ejemplo, la Figura 3.68 compara las *PSF* obtenidas con (a) retardos ideales, (b) con  $\mu=4$  e imagen convencional, (c) con  $\mu=4$  y procesamiento con *FCF* y (d) con  $\mu=4$  y procesamiento con *FCS*, para un array con  $N=64$ ,  $d=\lambda/2$  y  $BW = 50\%$ . Se trata de verificar el nivel de los lóbulos de cuantización de los retardos en cada caso.

En particular, en la Figura 3.68a se observan los lóbulos laterales, pero no existen lóbulos de cuantización ya que la resolución de los retardos es  $\mu \approx \infty$  (coma flotante en doble

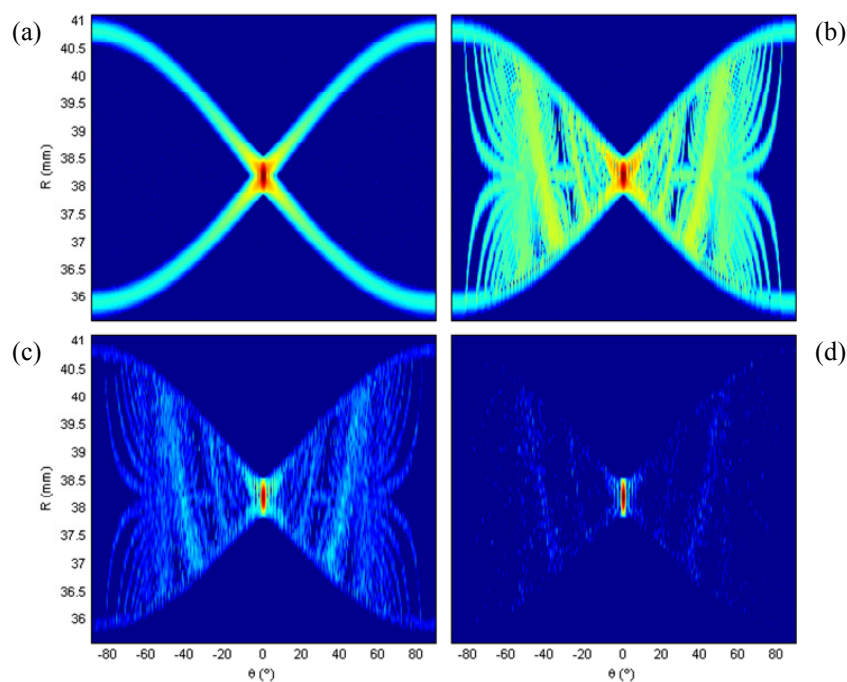


Figura 3.68 – Imágenes obtenidas con (a)  $\mu = \infty$  (b)  $\mu = 4$  (c)  $\mu = 4$  y *FCF* y (d)  $\mu = 4$  y *FCS* con emisión única desde el centro del array. Rango dinámico 70 dB,  $N = 64$ ,  $d = \lambda/2$ ,  $\sigma_\eta = -60$  dB.



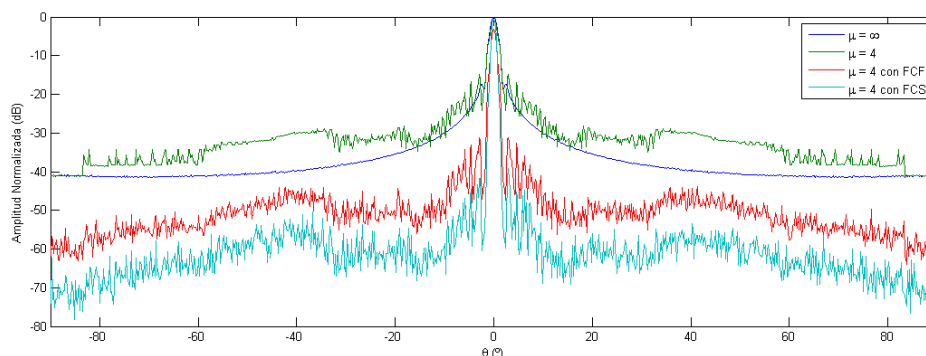


Figura 3.69 – *LSF* con (a)  $\mu = \infty$  (b)  $\mu = 4$  (c)  $\mu = 4$  y *FCF* y (d)  $\mu = 4$  y *FCS* con emisión única desde el centro del array. Rango dinámico 70 dB,  $N = 64$ ,  $d = \lambda/2$ ,  $\sigma_\eta = -60$  dB.

precisión). En la imagen convencional, Figura 3.68b, donde  $\mu=4$  (tasa de muestreo de Nyquist), aparecen los lóbulos de cuantización con una forma geométrica definida, que se debe a que los errores de focalización introducidos no son completamente independientes en cada canal. Estos lóbulos de cuantización tienen un nivel apreciable que reduce el rango dinámico de la imagen.

Al aplicar, con  $\mu=4$ , los factores de coherencia de fase (*FCF*) o signo (*FCS*), se observa en las imágenes (c) y (d) de la Figura 3.68 una importante reducción del nivel de los lóbulos de cuantización, que llegan a situarse *incluso por debajo del nivel de los lóbulos laterales que se obtienen con retardos ideales* como evidencian las *LSFs* de la Figura 3.69.

Como se anticipó en §2.7.2, este resultado es muy importante, pues permitirá realizar la conformación convencional estrictamente a la frecuencia de muestreo de Nyquist, sin necesidad de interpolar ni sobremuestrear las señales de entrada, reduciendo mediante el procesamiento de coherencia los lóbulos de cuantización que se produzcan.

Para finalizar este análisis, es necesario verificar que un reflector débil ubicado en la región de más influencia de los lóbulos de cuantización de un reflector más fuerte, genera un alto nivel de coherencia. La Figura 3.70 muestra los resultados para la misma simulación que en la Figura 3.69 pero con un reflector de amplitud -30 dB en la región de la imagen con mayor nivel de artefactos de cuantización. Si bien el reflector débil es visible en la imagen original cuando los retardos son ideales (Figura 3.69a), los lóbulos de cuantización al utilizar  $\mu=4$  (Figura 3.69b) lo enmascaran por completo. Al aplicar los factores de coherencia sobre los datos adquiridos con  $\mu=4$ , se vuelve a recuperar su indicación, con un contraste con respecto a los artefactos remanentes de 14 dB al aplicar el *FCF* (Figura 3.69c) y de 21 dB al

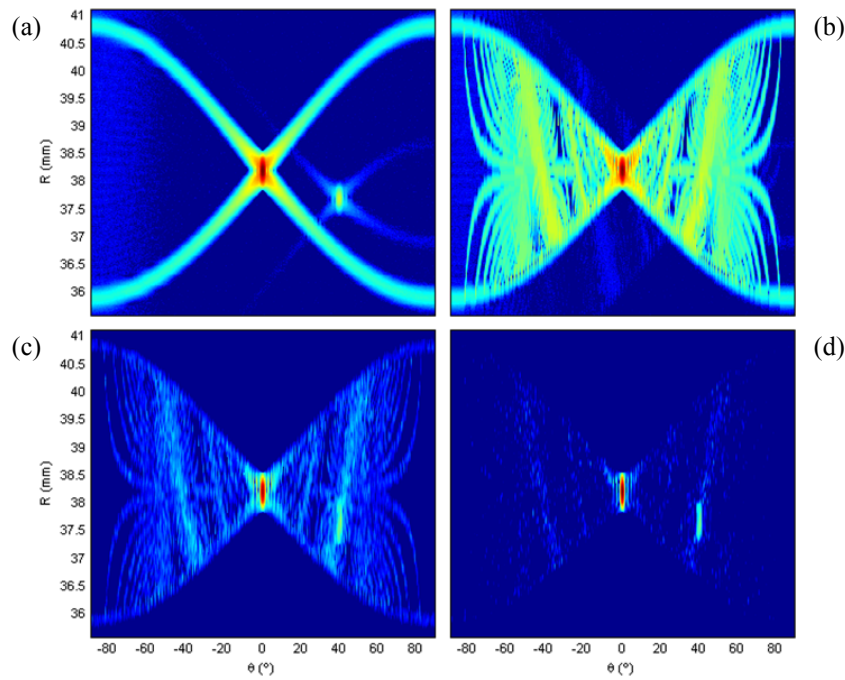


Figura 3.70 - Imágenes obtenidas con (a)  $\mu = \infty$  (b)  $\mu = 4$  (c)  $\mu = 4$  y FCF y (d)  $\mu = 4$  y FCS con emisión única desde el centro del array, y dos reflectores de amplitud 0 dB y -30 dB. Rango dinámico 70 dB,  $N = 64$ ,  $d = \lambda/2$ ,  $\sigma_\eta = -60$  dB.

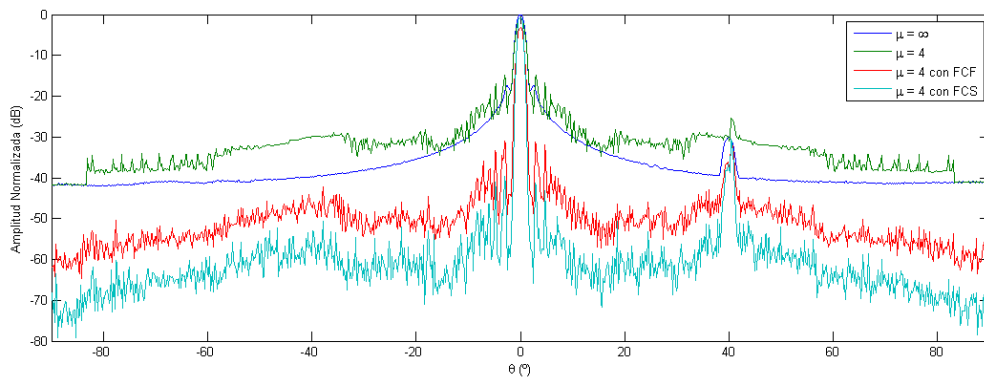


Figura 3.71 – Patrón lateral con (a)  $\mu = \infty$  (b)  $\mu = 4$  (c)  $\mu = 4$  y FCF y (d)  $\mu = 4$  y FCS con emisión única desde el centro del array, y dos reflectores de amplitud 0 dB y -30 dB. Rango dinámico 70 dB,  $N = 64$ ,  $d = \lambda/2$ ,  $\sigma_\eta = -60$  dB.

aplicar el FCS (Figura 3.69d), valores incluso superiores a los que se obtienen con retardos ideales (ver Figura 3.71).

### 3.5 Reducción del ruido estructural.

La inspección mediante ultrasonidos de materiales con estructura granular (acero austenítico, compuestos reforzados con fibra de carbono *CFRP*, etc.) resulta compleja, debido a que la estructura interna del material genera un *ruido de grano* o *estructural* que puede enmascarar la presencia de defectos. Asimismo, en imagen médica, se produce una situación similar, denominándose, en este caso, *speckle* (moteado). En radar, el mismo fenómeno se denomina *clutter* (desorden).

Como se expuso en §1.5.3, el ruido estructural es consecuencia de la interferencia mutua entre las señales reflejadas por múltiples *dispersores* (*scatterers*) muy próximos entre sí y, por tanto, no resolubles por la longitud de onda. Dado que las componentes de frecuencia del ruido estructural se encuentran en la misma banda que las de los ecos útiles, no se puede eliminar mediante filtros convencionales como sucede, por ejemplo, con el ruido eléctrico. Por este motivo la reducción del ruido estructural ha sido objeto de muchos trabajos de investigación, algunos de los cuales se presentaron brevemente en §1.5.3.

En este apartado se analiza el comportamiento de los factores de coherencia en materiales con estructura granular, y se presentan los resultados obtenidos mediante simulación en onda pulsada.

#### 3.5.1 La imagen de coherencia y el ruido estructural

La *celda de resolución* (o celda de rango) se define como el volumen de influencia de los dispersores en las señales recibidas por el array, y está determinada por el ancho del haz y la longitud del pulso ultrasónico. La Figura 3.72 muestra un ejemplo con un array de 32 elementos, focalizando en  $\theta_f = 20^\circ$  y  $R_f = 1.5D$ . El ancho de la celda de resolución  $W_{RC}$  es igual al ancho del haz a la profundidad del foco ( $\approx 2R_f\lambda/D$ ) y su longitud  $L_{RC}$  es el doble de la duración del pulso multiplicada por la velocidad de propagación ( $\approx 2\lambda/BW$ ).

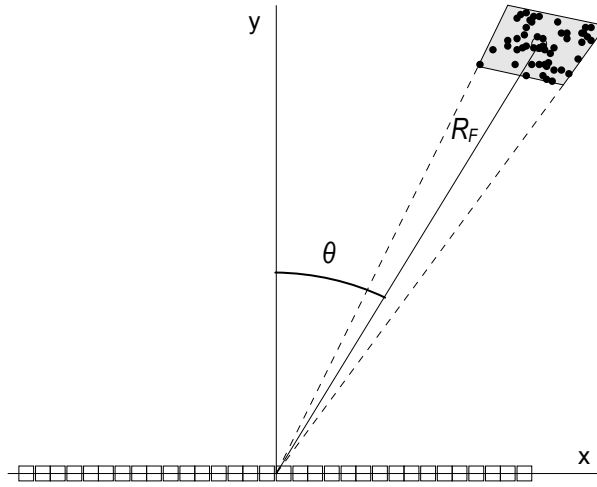


Figura 3.72 – Esquema de la simulación para un array de 32 elementos con  $\theta_f = 20^\circ$ ,  $R_f = 1.5D$  y 80 dispersores en la celda de resolución.

Para un pulso de la forma descrita por (3.3) y emitido desde el centro del array, la señal recibida por cada elemento para un único reflector  $P$  en el foco es:

$$r_i(t) = G_i A(t - t_{OP} - t_{Pi}) e^{-j\omega_s(t - t_{OP} - t_{Pi})} \quad (3.15)$$

donde  $G_i$  incluye la reflectividad de  $P$  y la atenuación en el tiempo de vuelo  $t_{OP}$  desde el centro del array al reflector y  $t_{Pi}$  desde el reflector al elemento  $i$ . Después de aplicar los retardos de focalización, se compensan ambos tiempos de vuelo, obteniendo:

$$s_i(t) = G_i A(t) e^{-j\omega_s t} \quad (3.16)$$

En este caso, para cada instante de tiempo, las  $N$  fases son iguales y los factores de coherencia valen 1. Si consideramos  $M$  dispersores distribuidos en la celda de resolución, con reflectividad  $h_k$  y tiempos de vuelo  $t_{Ok}$  desde el centro del array al dispersor y  $t_{ki}$  desde el dispersor al elemento  $i$ , las señales recibidas serán:

$$r_i(t) = \sum_{k=1}^M h_k(t - t_{Ok} - t_{ki}) * g(t) \quad (3.17)$$

donde  $h_k$  es la respuesta al impulso del dispersor  $k$ , y ‘\*’ es la operación de convolución. Suponiendo dispersores puntuales, podemos considerar  $h_k(t - t_{Ok} - t_{ki}) = H_{ki} \delta(t - t_{Ok} - t_{ki})$  donde  $\delta(t)$  es la función Delta de Dirac y  $H_{ki}$  un escalar que representa la reflectividad del dispersor

$k$  junto con la atenuación asociada con el tiempo de vuelo desde el centro del array, hasta el dispersor y de vuelta al elemento  $i$ . Por tanto,

$$r_i(t) = \sum_{k=1}^M H_{ki} A(t - t_{Ok} - t_{ki}) e^{-j\omega_s(t - t_{Ok} - t_{ki})} \quad (3.18)$$

Esto es, la señal recibida por el elemento  $i$  es el resultado de la suma vectorial de  $M$  vectores complejos, lo cual genera un nuevo vector con módulo  $B_i(t)$  y fase  $\omega t + \varphi_i$ ,

$$r_i(t) = B_i(t) e^{-j(\omega_s t + \varphi_i)} \quad (3.19)$$

Según [Wagner, 1983], cuando la cantidad de dispersores dentro de la celda de resolución es elevada, tanto el módulo  $B_i$  como la fase  $\varphi_i$  de las señales recibidas pueden suponerse aleatorios e independientes para cada elemento. En principio, esto supone que las fases de los datos de apertura tendrán una elevada dispersión, por lo que los factores de coherencia serán bajos. Sin embargo, al aplicar los retardos que compensan las diferencias en los tiempos de vuelo al foco, se introduce un cierto nivel de coherencia en los datos de apertura por la proximidad de los dispersores al foco. En efecto, tras aplicar los retardos de focalización, los datos de apertura son:

$$s_i(t) = B_i(t + \tau_i) e^{-j(\omega_s t + \varphi_i + \omega_s \tau_i)} \quad (3.20)$$

La Figura 3.73 compara el módulo y la fase de  $r_i$  y  $s_i$  para la geometría mostrada en la Figura 3.72, utilizando un array con  $N = 32$ ,  $f_s = 5 \text{ MHz}$ ,  $d = \lambda/2$  y  $BW = 60 \%$ . Se colocaron 80 dispersores con reflectividad gaussiana ( $\mu=0.05$ ,  $\sigma=0.03$ ), distribuidos uniformemente en la celda de resolución. Mientras que las señales recibidas  $r_i$  presentan una elevada dispersión de fases (Figura 3.73 izquierda), ésta se reduce al aplicar los retardos de focalización (Figura 3.73 derecha). La amplitud resultante de la suma de las señales  $s_i$  es  $A_\eta = 2.97$ , y representa el nivel ruido estructural a la salida del conformador.

De todos modos, aún después de aplicar los retardos de focalización, las fases de los datos de apertura presentan una dispersión elevada y, por tanto, las indicaciones generadas por la estructura del material *pueden reducirse* aplicando los factores de coherencia. Para este ejemplo se obtiene  $FCF = 0.18$ ,  $FCC=0.15$  y  $FCS = 0.02$ , lo que permitiría reducir el nivel de ruido estructural en, aproximadamente, un orden de magnitud.

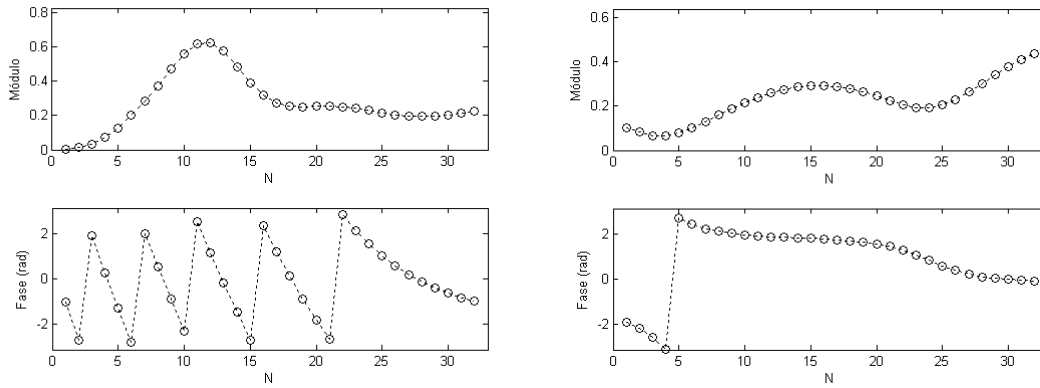


Figura 3.73 – Diagramas de módulo y fase de las señales recibidas antes (Izq) y después (Dcha) de aplicar los retardos de focalización ( $r_i$  y  $s_i$  respectivamente).

Considerando ahora el caso de un reflector en el foco rodeado de  $M$  dispersores en la celda de resolución, la señal resultante es la suma de (3.16) y (3.20), obteniéndose:

$$s_i(t) = G_i A(t) e^{-j\omega_s t} + B_i(t + \tau_i) e^{-j(\omega_s t + \varphi_i + \omega_s \tau_i)} \quad (3.21)$$

Esto es, el dato de apertura  $i$  resulta de la suma de dos vectores: el generado por el reflector en el foco con fase  $\omega_s t$  y el generado por la estructura del material con fase  $\omega_s t + \varphi_i + \omega_s \tau_i$ . Como el primer término  $\omega_s t$  es común, puede considerarse el origen de fases en todo momento, equivalente a considerar la fase del reflector igual a 0 y la de la estructura igual a  $\varphi_i + \omega_s \tau_i$ . Gráficamente, en el plano complejo, los vectores generados por la estructura del material se desplazan hacia la derecha una cantidad  $G_i A(0)$ , con lo cual la dispersión de fases resultante será menor cuanto mayor sea la relación de amplitud de las señales generadas por el reflector y por la estructura del material.

La Figura 3.74 muestra los diagramas de fase para el ejemplo anterior: a la izquierda, cuando sólo hay ruido estructural y, a la derecha, cuando además hay un reflector de amplitud unidad ( $G_i A(0)=1$ ) en el foco. Dado que los factores de coherencia miden la diversidad de las fases recibidas, las señales generadas por la estructura del material serán atenuadas, mientras que se mantendrán, esencialmente, las indicaciones de los reflectores. Para el ejemplo actual, los factores de coherencia en presencia del reflector en el foco son  $FCF = 0.93$ ,  $FCC = 0.88$  y  $FCS = 1$ . Debido a la dispersión que introduce la estructura del material, el  $FCF$  y el  $FCS$  no alcanzan la unidad. Sin embargo, la pérdida de amplitud es mucho menor que la atenuación

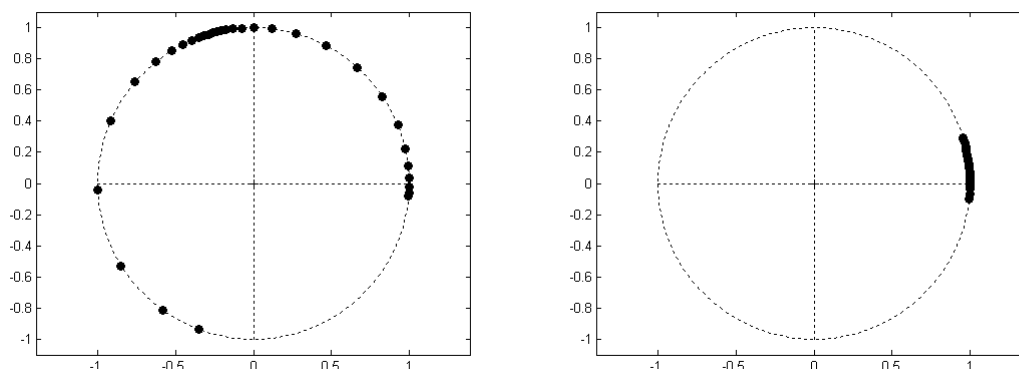


Figura 3.74 – Diagramas de fase de las señales generadas por la estructura del material (Izq) y, cuando además, se coloca un reflector de amplitud unidad en el foco (Dcha).

introducida en las regiones donde sólo hay ruido estructural y, por tanto, se consigue una mejora en la relación señal a ruido.

La Figura 3.75 muestra las imágenes (en escala lineal) obtenidas antes y después de aplicar los factores de coherencia para la misma simulación, pero en una región igual a 4 veces el tamaño de la celda de rango. Si bien todos los factores de coherencia reducen la amplitud del ruido estructural, aparecen en la imagen regiones aisladas de coherencia relativamente alta. Esto se corresponde con las zonas donde los dispersores están más agrupados y, por tanto, se comportan prácticamente como un reflector de mayor amplitud. La Tabla 3.2 muestra la relación señal a ruido estructural en cada caso, medida como la relación entre el valor *rms* de la imagen en la celda de rango en torno al reflector y fuera de ella. La mejora en la relación señal a ruido es, aproximadamente, de 7 dB para todos los factores de coherencia. Además se incluye la atenuación introducida para el reflector en el foco, siendo algo mayor al aplicar el *FCC*.

Para completar este análisis, la Figura 3.76 muestra el resultado de la misma simulación, pero utilizando la técnica *SAFT-N* ( $I, N$ ), con  $N=32$ . Se observa una mejora en la relación señal a ruido estructural (y de resolución) respecto a las imágenes de la Figura 3.75, donde la emisión era única desde el centro del array. En particular, el *FCA* elimina la mayor parte de las indicaciones generadas por la estructura del material. Al utilizar la técnica *SAFT* se explota, además de la coherencia de fase, una mayor diversidad espacial al iluminar a los dispersores y al reflector desde múltiples posiciones en emisión.

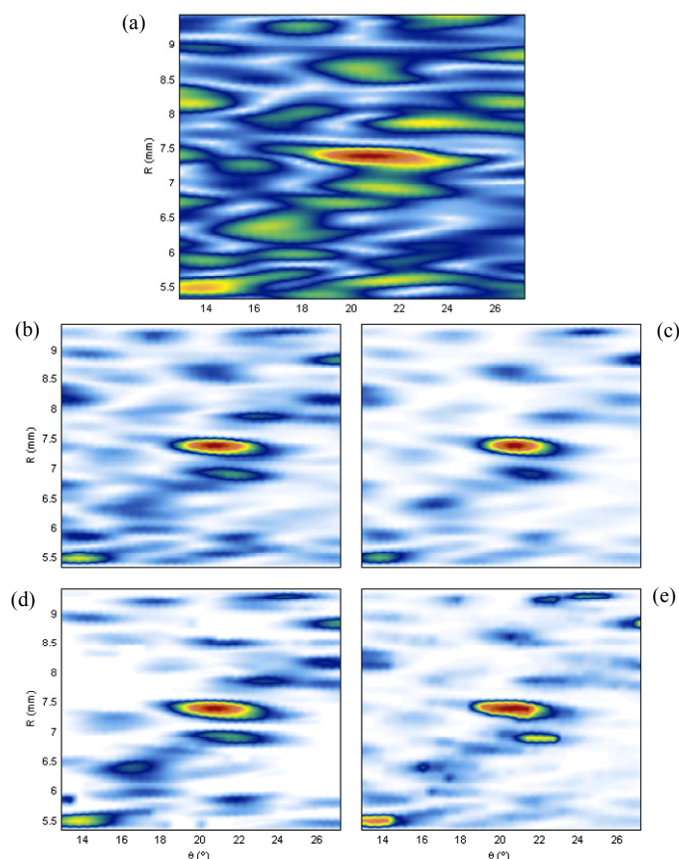


Figura 3.75 – Imagen original (a) y después de aplicar los factores *FCF* (b), *FCC* (c), *FCA* (d) y *FCS* (e), con emisión única desde el centro del array y focalización dinámica en recepción. La escala es lineal y las imágenes están normalizadas a su máximo valor.  $N = 32$ ,  $d = \lambda/2$ ,  $\sigma_\eta = -60$  dB.

	<i>SNR (dB)</i>	<i>Atenuación (dB)</i>
<i>Original</i>	7.4	0
<i>FCF</i>	13.5	-1.7
<i>FCC</i>	16.3	-3.7
<i>FCA</i>	14.3	-1.7
<i>FCS</i>	15.6	0

Tabla 3.2 – Relación señal a ruido estructural y atenuación del reflector en el foco antes y después de aplicar los factores de coherencia.

Como conclusión de este breve análisis, la técnica de imagen por coherencia de fase o signo resulta adecuada para reducir el ruido estructural, mejorando la visibilidad de los defectos en materiales de difícil evaluación. Una particularidad muy interesante es que, a



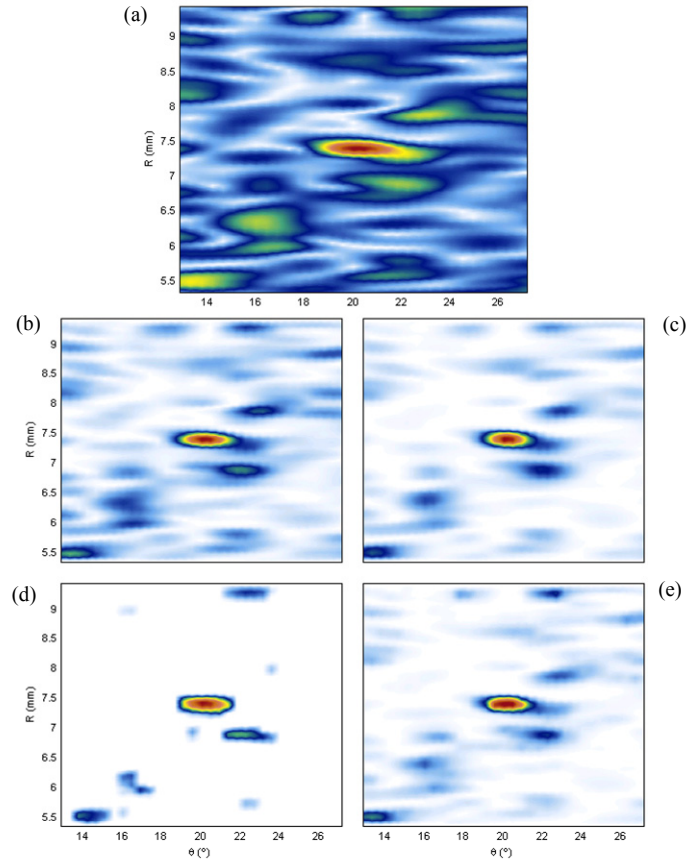


Figura 3.76 – Imagen original (a) y después de aplicar los factores *FCF* (b), *FCC* (c), *FCA* (d) y *FCS* (e), aplicando la técnica *SAFT* - $N(1, N)$ . La escala es lineal y las imágenes están normalizadas a su máximo valor.  $N = 32$ ,  $d =$

$$\lambda/2, \sigma_\eta = -60 \text{ dB}$$

diferencia de otras técnicas conocidas con el mismo objetivo, no es necesario el ajuste de ningún parámetro.

### 3.6 Resumen y conclusiones del capítulo

En este capítulo se ha abordado el análisis del procesamiento por coherencia de fase para onda pulsada, situación habitual en imagen ultrasónica. Se han utilizado las definiciones de los factores de coherencia de fase (*FCA*, *FCF* y *FCC*) y signo (*FCS*) propuestas en el capítulo anterior, evaluando sus prestaciones, en la mayoría de los casos, mediante cálculo numérico. Los resultados más relevantes son los siguientes:

- Se ha proporcionado una formulación cerrada que permite estimar la duración efectiva del pulso ultrasónico en función del ancho de banda y relación señal/ruido para una caída de 6 dB en el valor del *FCC*. Este resultado permite determinar el intervalo de tiempo en el que las fases de las señales predominan para establecer el valor del factor de coherencia; fuera de este intervalo, es la fase aleatoria del ruido la que determinará dicho valor. El resultado es clave para evaluar el nivel de supresión de los lóbulos de rejilla.
- Se han evaluado las *PSF* y patrones laterales correspondientes al procesamiento con factores de coherencia de fase y signo, para un reflector aislado y señales de banda ancha (50%). Se verifica la mejora de la resolución lateral, así como una importante reducción de los lóbulos laterales acorde con los resultados teóricos del capítulo anterior. El procesamiento con *FCF* y *FCS* produce artefactos de persiana en la *PSF*, como predijo la teoría desarrollada también en el capítulo anterior.
- Se han formulado varias alternativas para eliminar los artefactos de persiana en el *FCF* y el *FCS*, basados en filtros lineales y no lineales. Los primeros producen una cierta pérdida de amplitud máxima, lo que da lugar a pérdidas de amplitud en la salida. Un filtro no lineal de máximo móvil mantiene la amplitud del factor de coherencia. La combinación de ambos produce una imagen más homogénea, con valores correctos de los factores de coherencia y libre de artefactos.
- El nivel de los lóbulos laterales, medido como el *ISLR* (relación del valor integral de los lóbulos laterales al del principal), se reduce en un factor  $2/n$ , con el procesamiento con *FCA*, *FCC* y *FCS* y en  $2/\sqrt{n}$  con el *FCF*, siendo  $n$  la cantidad de señales utilizadas para el cálculo de los factores de coherencia ( $n=N$  en *phased array* y  $n=N^2$  en *SAFT-N(1,N)*). Esto supone, en la práctica, una reducción de hasta dos órdenes de magnitud en el nivel de los lóbulos laterales, y el correspondiente incremento del rango dinámico de la imagen.
- El nivel de separación entre reflectores *NSR*, definido como el umbral mínimo de amplitud con el que se separan dos reflectores de igual amplitud, se reduce progresivamente respecto al de la imagen original para reflectores distanciados al menos la mitad de la anchura angular del lóbulo principal original, mejorando así la resolución lateral. A partir de cierta separación angular entre reflectores, la reducción del *NSR* original al aplicar el *FCA* es infinita y de 16 a 40 dB al aplicar los *FCF*, *FCC* y *FCS*. Aunque con valores próximos, en

ningún caso se llega a duplicar la resolución angular original entre ceros, que corresponde al límite teórico obtenido en el capítulo anterior.

- La interferencia entre los ecos producidos por reflectores próximos entre sí incrementa la dispersión de las fases, reduciendo el valor de los factores de coherencia en la posición de dichos reflectores. Se ha analizado la pérdida de amplitud que esto supone en función de la distancia entre reflectores, su amplitud relativa y el ancho de banda. Los reflectores de menor amplitud son los más afectados y el procesamiento con el *FCA* el más crítico, pudiendo llegar a perder por completo las indicaciones si no se utiliza el criterio de *coherencia máxima* en la modalidad *SAFT*. Las pérdidas se reducen al aumentar el ancho de banda de la señal, y el mejor resultado se obtiene con el *FCS* y utilizando múltiples fuentes emisoras y criterio de *coherencia máxima*. Con la técnica *phased array*, si bien se introducen pérdidas de amplitud, éstas son menores que en la modalidad *SAFT*.
- Se ha desarrollado la teoría de supresión de lóbulos de rejilla con procesamiento de coherencia, sólo posible en onda pulsada. El nivel de atenuación de estos artefactos depende del ancho de banda, número  $n$  de señales y, en menor medida, de la relación señal/ruido. Se verifica que el nivel de los lóbulos de rejilla se reduce por un factor  $1/\sqrt{n}$  para el procesamiento con *FCF* y de  $1/n$  con *FCC* y *FCS* en la modalidad *SAFT*. La supresión de los lóbulos de rejilla al aplicar el *FCA* puede ser total.
- Dada la capacidad de cancelación de lóbulos de rejilla, el procesamiento propuesto facilita la operación con aperturas dispersas (habitual en arrays 2D y posible con 1D para mejorar la resolución lateral). Se comprueba que, con aperturas dispersas aleatorias, la mejora del contraste proporcionada por el procesamiento por coherencia de fase es incluso superior a la que se obtiene para aperturas densas con procesamiento convencional (de uno a dos órdenes de magnitud).
- Cuando se aplica el procesamiento de coherencia en la modalidad *phased array*, no se suprimen los lóbulos de rejilla que se producen en emisión (foco único). Para su cancelación se proponen diversas alternativas, entre las que destacan la emisión con varias sub-aperturas, la obtención de los factores de coherencia con un único disparo desde un elemento central (real o virtual) y la utilización de aperturas con elementos no equiespaciados.

- Se verifica que el procesamiento de coherencia de fase y signo opera correctamente con un único foco en emisión en aperturas densas. Sin embargo, con foco fijo en recepción, se producen pérdidas de amplitud importantes cuando los reflectores no están situados en este foco, resultado que concuerda con las expresiones desarrolladas para la profundidad de campo en el capítulo anterior. Por tanto, es aconsejable aplicar el método de coherencia de fase junto con focalización dinámica en recepción, y si no es posible, verificar que la profundidad de campo resultante al aplicar un solo foco en recepción abarque toda la zona de interés.
- Se comprueba la capacidad del procesamiento por coherencia de fase para reducir el nivel de ruido estructural (*speckle*). Se ha desarrollado brevemente la teoría que explica esta característica, en base a la representación compleja de los ecos generados por la estructura del material y los defectos. Dado que la mejora en la SNR depende fuertemente de las características del material, no se pueden obtener expresiones cerradas para su estimación. Por tanto, mediante la simulación en onda pulsada de un caso particular, se verificó la mejora en la SNR, y también, que la misma es mayor al aumentar la cantidad de imágenes parciales en la modalidad SAFT.



## Capítulo 4

---

### Validación experimental

En este capítulo se presentan los resultados experimentales del trabajo. El objetivo es verificar las conclusiones teóricas obtenidas en los capítulos anteriores, y analizar el comportamiento de los métodos propuestos sobre señales reales. Las probetas y piezas inspeccionadas se eligieron para analizar los distintos aspectos relativos a la mejora en la calidad de las imágenes ultrasónicas, como son: la reducción de lóbulos laterales y de rejilla, la mejora en la resolución lateral, y la reducción del ruido estructural.

Para cada experimento se describen:

- La geometría de la pieza inspeccionada y los defectos incorporados
- Las características del array (frecuencia, número de elementos, geometría, etc.)
- El método de inspección (phased-array, SAFT)

En todos los casos se utilizó un sistema *SITAU-FP* (Dasel S.L., Madrid) con 128 canales activos, tanto para excitar los elementos del array como para digitalizar las señales recibidas. Salvo cuando se indique lo contrario, se adquirió el juego de datos completo (*complete dataset*), correspondiente a las señales recibidas por todos los elementos del array al emitir con cada uno de ellos. A partir de esta colección de señales se puede sintetizar cualquier configuración SAFT. En la técnica *phased-array* se aplicaron los retardos en emisión para

conformar el haz en el material y se registraron las señales recibidas por todos los elementos, proceso que se repitió para cada línea de la imagen. Los retardos en recepción se aplicaron, por software, durante el proceso de formación de la imagen.

#### 4.1 Experimento 1, resolución lateral

El objetivo de este experimento es verificar la mejora en la resolución lateral al aplicar los factores de coherencia. Se fabricó una probeta de aluminio con 10 parejas de taladros, próximos entre sí, y dispuestos a distintas profundidades (Figura 4.1). Se utilizó un array de 5 MHz con 128 elementos separados 0.6 mm (Imasonic, Besançon, Francia), acoplado por contacto con la cara superior de la pieza. La longitud de onda en el material es  $\lambda = 1.27 \text{ mm}$  ( $c = 6380 \text{ m/s}$ ), y por tanto, la distancia entre los elementos del array es  $d \approx \lambda/2$ .

La Figura 4.2 muestra la imagen obtenida mediante *SAFT-N(I,N)*. Será la imagen de referencia dado que es la mejor que se puede conseguir con los métodos convencionales de conformación de haz. En la misma destacan, con mayor amplitud, las indicaciones generadas

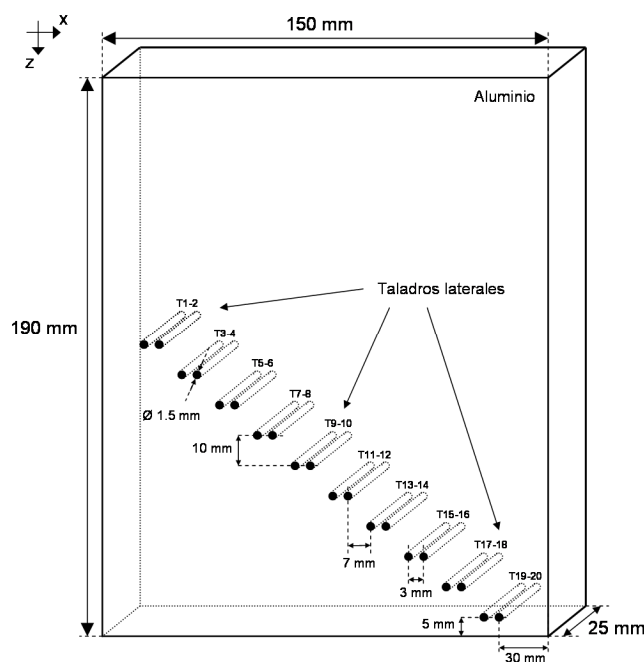


Figura 4.1 - Esquema de la probeta utilizada en el experimento 1

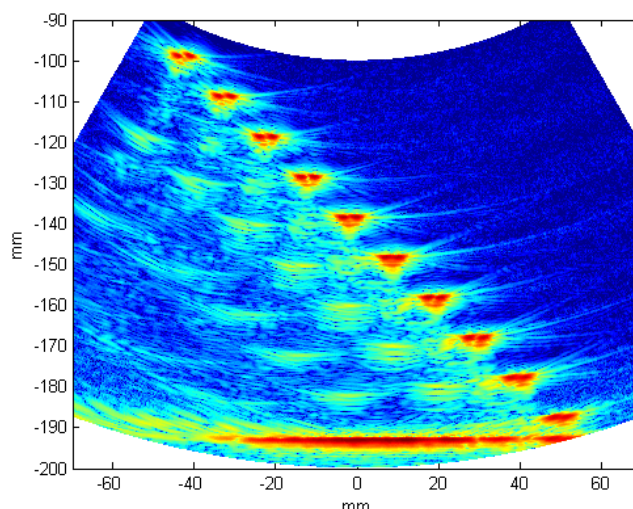


Figura 4.2 - Imagen SAFT-N(1,N) del experimento 1 (Rango dinámico 80 dB).

por los taladros y el fondo de la pieza. Además, se observa una región con indicaciones difusas y de menor amplitud, generadas por las reverberaciones de la señal emitida y los ecos producidos por los taladros. Este fenómeno es usual en END, donde la geometría de la pieza genera ecos que se componen parcialmente en fase y dan lugar a falsas indicaciones que pueden confundirse con defectos reales.

#### 4.1.1 Procesamiento con SAFT-N(1,N) y coherencia global

La Figura 4.3 muestra el resultado de aplicar los factores de coherencia global para la técnica  $SAFT-N(I,N)$ . En todos los casos se obtiene una mejora en la resolución lateral junto con una reducción del nivel de los lóbulos laterales y de las reverberaciones. En este sentido, el mejor resultado se obtiene con el *FCA*, dado que elimina por completo los lóbulos laterales y el *clutter*, aunque también elimina de la imagen las indicaciones generadas por el fondo de la pieza y la pareja de taladros *T19-20*. Los demás factores también atenúan estas indicaciones pero las mantienen dentro del rango dinámico original (80 dB).

En SAFT, la máxima coherencia para un reflector plano paralelo al array se da en la proyección vertical del centro del array sobre el plano. En ese punto, las fases son iguales para las  $N$  señales que resultan de emitir y recibir con elementos equidistantes al centro del array.



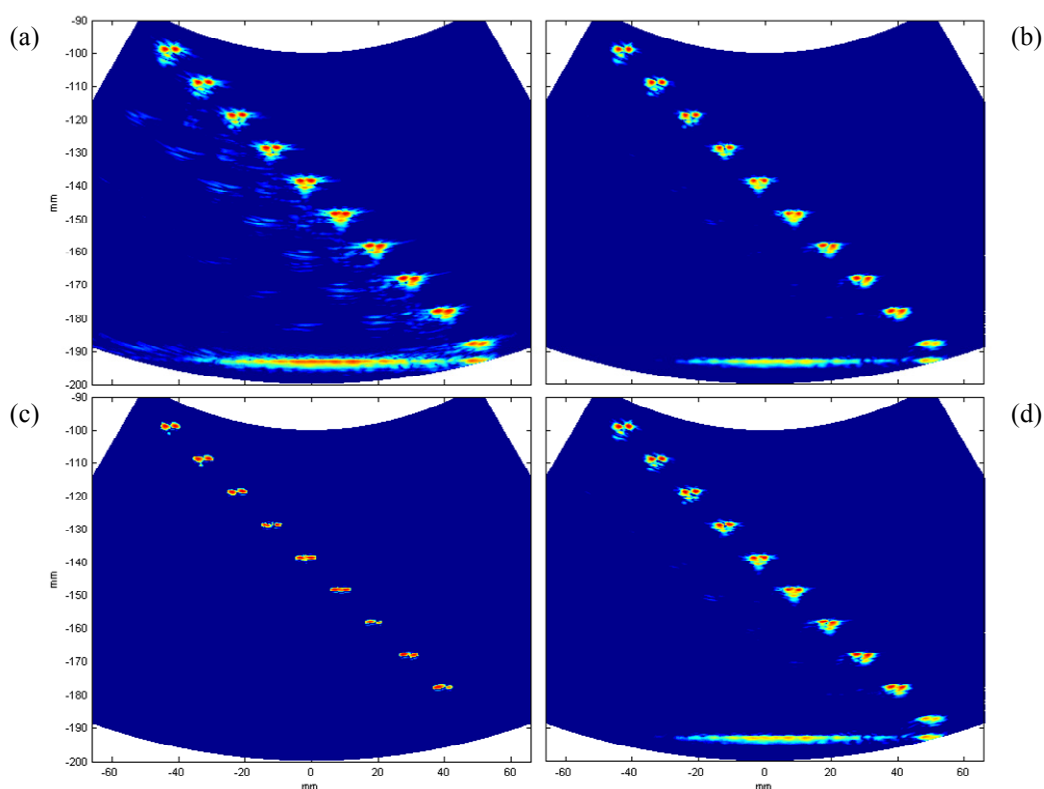


Figura 4.3 – Imágenes obtenidas mediante  $SAFT-N(I,N)$  y después de aplicar los factores de coherencia global  $FCF$  (a),  $FCC$  (b),  $FCA$  (c) y  $FCS$  (d). Rango dinámico 80 dB.

Dado que sólo  $N$  de las  $N^2$  fases utilizadas para calcular los factores de coherencia son iguales, ninguno alcanzará la unidad para este tipo de reflectores, produciendo pérdidas de amplitud en la indicación del fondo de la pieza (supresión total en el caso del  $FCA$ ).

Los taladros  $T19$  y  $T20$  presentan niveles bajos de coherencia debido a la interferencia de los ecos generados por el fondo de la pieza. Es el mismo fenómeno que reduce la coherencia de dos reflectores puntuales próximos entre sí, con la diferencia de que la región de influencia de un plano es mayor que la de un reflector puntual. Como veremos seguidamente, utilizando los factores de coherencia media o máxima se mejora la detección tanto del fondo como de  $T19-20$  con respecto a los factores de coherencia global.

La distancia horizontal entre los taladros de cada pareja es constante (3 mm), y por tanto su separación angular medida desde el centro del array varía entre  $0.8^\circ$  y  $1.4^\circ$  dependiendo de su posición en la probeta. El ancho del lóbulo principal (con  $\theta_f=0$ ) para una apertura de 128 elementos con  $d=\lambda/2$  es de  $1.8^\circ$ , algo mayor que el doble de la mínima separación angular entre los reflectores. Según el análisis en §3.2.2.1, los factores de coherencia no logran

	<i>NSR (dB)</i>										
	<i>T1-2</i>	<i>T3-4</i>	<i>T5-6</i>	<i>T7-8</i>	<i>T9-10</i>	<i>T11-12</i>	<i>T13-14</i>	<i>T15-16</i>	<i>T17-18</i>	<i>T19-20</i>	<i>Valor medio</i>
<b><i>Original</i></b>	-10.3	-9.6	-10.9	-13.2	-6.7	-3.4	-8	-9.9	-3.7	-1.9	<b>-7.8</b>
<b><i>FCF</i></b>	-19.9	-20.4	-21	-16.1	-13.7	-10.7	-13.7	-18.2	-12	-6.4	<b>-15.2</b>
<b><i>FCC</i></b>	-24.2	-26.8	-25.6	-20.7	-14.4	-14.6	-16	-22.9	-16.4	-9.5	<b>-19</b>
<b><i>FCA</i></b>	-24.9	-25.9	-30.8	$-\infty$	-15	-11.2	-21.6	-22.1	-31.3	0	<b>-22.9</b>
<b><i>FCS</i></b>	-22.7	-26.2	-25.9	-18.7	-16.9	-17	-16.2	-21.7	-17.8	-8.9	<b>-19.2</b>

Tabla 4.1 – Nivel de separación de los reflectores (NSR) para cada pareja de taladros.

mejorar el nivel de separación de dos reflectores si su distancia angular es menor a la mitad de la anchura del lóbulo principal. Nos encontramos, por tanto, en torno al límite de aplicación de la técnica. Además, es de esperar que la mejora del *NSR* sea mayor para aquellos reflectores con mayor separación angular, en este caso, los más cercanos al array.

La Tabla 4.1 muestra el nivel de separación de los reflectores (ecuación (3.13)) para cada pareja de taladros. Todos los factores de coherencia mejoran el *NSR* original: en una media de aprox. 8 *dB* el *FCF* y de 13 *dB* los demás factores. Estos resultados concuerdan con los previstos por el análisis teórico en §3.2.2.1 (ver Figura 3.26). A modo de ejemplo, la Figura 4.4 muestra, en escala lineal, las imágenes obtenidas para las tres parejas de taladros en el centro de la pieza, donde la mejora en la resolución lateral es más evidente.

La Tabla 4.2 resume la cantidad de parejas de taladros que se resuelven correctamente a distintos niveles. Todos los factores excepto el *FCA* resuelven las 10 parejas de taladros cuando se aplica el criterio de caída -6 *dB* entre indicaciones. Para el umbral más bajo (-20 *dB*) el mejor resultado se obtiene con el *FCA*, que resuelve correctamente 7 de las 10 parejas de taladros, mientras que en la imagen original no es posible resolver ninguna.

	<i>Cantidad de parejas de taladros resueltas</i>			
	<i>-3 dB</i>	<i>-6 dB</i>	<i>-12 dB</i>	<i>-20 dB</i>
<b><i>Original</i></b>	9	7	1	0
<b><i>FCF</i></b>	10	10	8	2
<b><i>FCC</i></b>	10	10	9	5
<b><i>FCA</i></b>	9	9	8	7
<b><i>FCS</i></b>	10	10	9	4

Tabla 4.2 - Cantidad de parejas de taladros que se resuelven correctamente en función del umbral utilizado para distinguir entre indicaciones próximas entre sí.

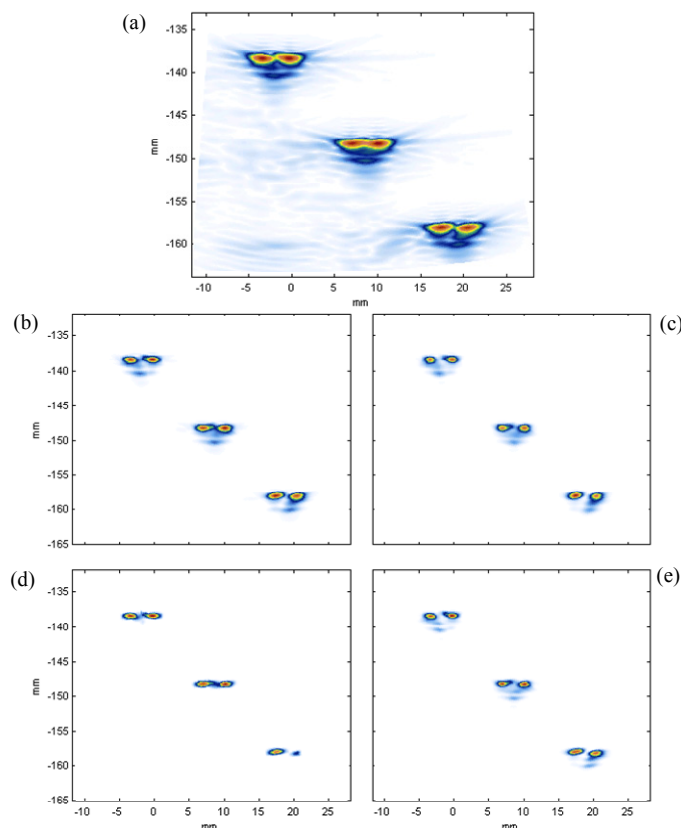


Figura 4.4 – Imágenes, en escala lineal, de las tres parejas de taladros en el centro de la pieza. (a) Original (b) con *FCF* (c) con *FCC*, (d) con *FCA* y (e) con *FCS*.

La Figura 4.5 muestra los patrones laterales a la profundidad de los taladros *T11* y *T12*, donde podemos distinguir 2 regiones angulares en torno a la posición de los taladros, según el tipo de indicaciones que contienen:

- *Reverberaciones*: a la izquierda de los reflectores. Las múltiples reflexiones de la señal emitida contra los taladros generan un nivel de señal de aprox.  $-50\text{ dB}$  en la imagen original. Estas indicaciones se reducen en  $30\text{ dB}$  al aplicar el *FCF* y en  $50\text{ dB}$  al aplicar tanto el *FCS* como el *FCC*. El *FCA* las elimina por completo, ya que vale  $0$  en esta región. El nivel de coherencia de estas indicaciones depende de la geometría de la pieza y los defectos, y en consecuencia, no puede predecirse únicamente a partir de las características del array.

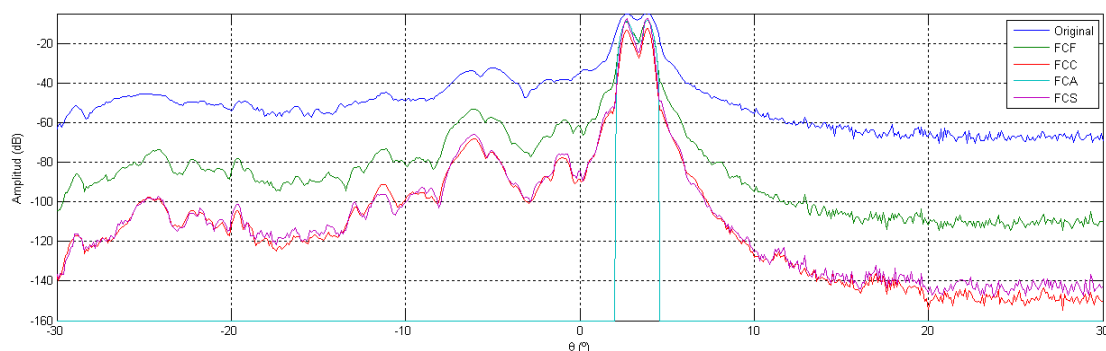


Figura 4.5 – Patrón lateral original (azul) y después de aplicar los factores de coherencia en torno a los taladros  $T11$  y  $T12$ .

- *Fondo de ruido*: a la derecha de los reflectores. Los lóbulos laterales generan un nivel de señal de aprox.  $-70\text{ dB}$ . Estas indicaciones se reducen en  $40\text{ dB}$  al aplicar el *FCF* y en  $75\text{ dB}$  al aplicar tanto el *FCS* como el *FCC*. Estos valores concuerdan con lo esperado según el análisis en §2.6:  $1/N = -42\text{ dB}$  para el *FCF* y  $1/N^2 = -84\text{ dB}$  para el *FCS* y el *FCC*. Dado que el *FCA* vale cero fuera del lóbulo principal elimina por completo estas indicaciones.

Todos los factores de coherencia introducen pérdidas en las indicaciones generadas por los taladros (Figura 4.6). Como se estudió en §3.2.2 la interferencia entre los ecos generados por reflectores muy próximos entre sí, tiene esta consecuencia. Además, la geometría del reflector puede reducir el nivel de coherencia, como sucede con el fondo plano de la pieza. Incluso los taladros, cuyo diámetro es del orden de una longitud de onda, no pueden considerarse reflectores puntuales.

La pérdida media de amplitud es de aprox.  $3\text{ dB}$  para el *FCF* y el *FCS*,  $6\text{ dB}$  para el *FCC* y  $4\text{ dB}$  para el *FCA*. En la Figura 4.6 se aprecia cómo las pérdidas aumentan a medida que los reflectores se alejan del array. Esto se debe a que la diferencia en los tiempos de vuelo desde los taladros de cada pareja hasta el centro del array disminuye al aumentar la distancia. Como se analizó en §3.2.2, la interferencia mutua entre los ecos recibidos es máxima cuando los reflectores se encuentran a la misma distancia del centro del array, reduciéndose el nivel de coherencia.

Las mayores pérdidas se dan, para todos los factores de coherencia, en la posición de los taladros  $T19$  y  $T20$ . En particular, el *FCA* los elimina de la imagen.

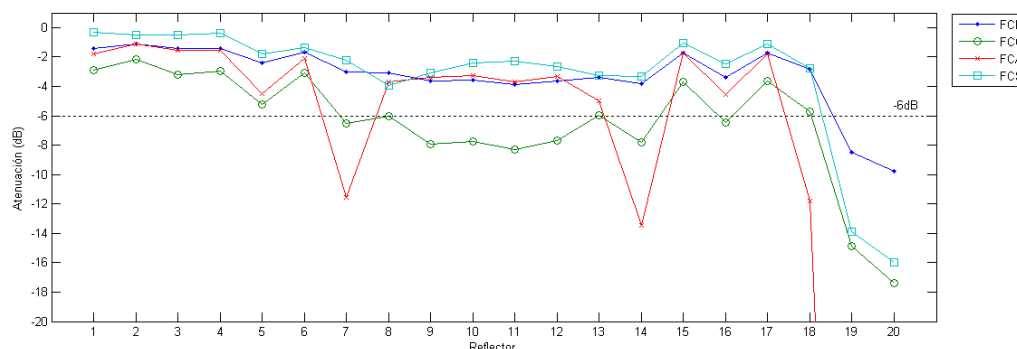


Figura 4.6 – Pérdidas en las indicaciones de los 20 taladros para todos los factores de coherencia.

		<i>FCF</i>	<i>FCC</i>	<i>FCA</i>	<i>FCS</i>
<b>Mejora del NSR</b>	<b><i>dB</i></b>	7.5	11.3	15	11.5
<b>Reducción del clutter</b>	<b><i>dB</i></b>	30.1	50.8	$\infty$	49.7
<b>Reducción del fondo de ruido</b>	<b><i>dB</i></b>	42.9	78.8	$\infty$	74.6
<b>Pérdida de nivel media</b>	<b><i>dB</i></b>	3.3	6.5	4.4	3.3
<b>Pérdida de nivel máxima</b>	<b><i>dB</i></b>	9.8	17.4	$\infty$	16
<b>Indicaciones reales eliminadas</b>	<b><i>n</i></b>	0	0	3	0

Tabla 4.3 – Resumen de los resultados obtenidos con *SAFT-N(I,N)* y coherencia global para el experimento 1.

A modo de resumen, la Tabla 4.3 muestra los resultados obtenidos con cada factor de coherencia en los factores de calidad de la imagen. Si bien el *FCA* es superior al resto en todos los parámetros, el hecho de que elimine de la imagen a dos de los reflectores y al fondo de la pieza es un importante inconveniente. El mejor compromiso se logra con el *FCS*, ya que obtiene un nivel de reducción de lóbulos laterales y reverberaciones similar al *FCC*, pero introduce menos pérdidas en el nivel de las indicaciones.

#### 4.1.2 Procesamiento con *SAFT-N(1,N)* y coherencia media

La Figura 4.7 muestra el resultado de aplicar los factores de coherencia media (ecuación (2.83)) para la técnica *SAFT-N(I,N)*. Al utilizar el promedio de los factores obtenidos con cada emisión, las pérdidas de nivel de las indicaciones generadas por los taladros son menores

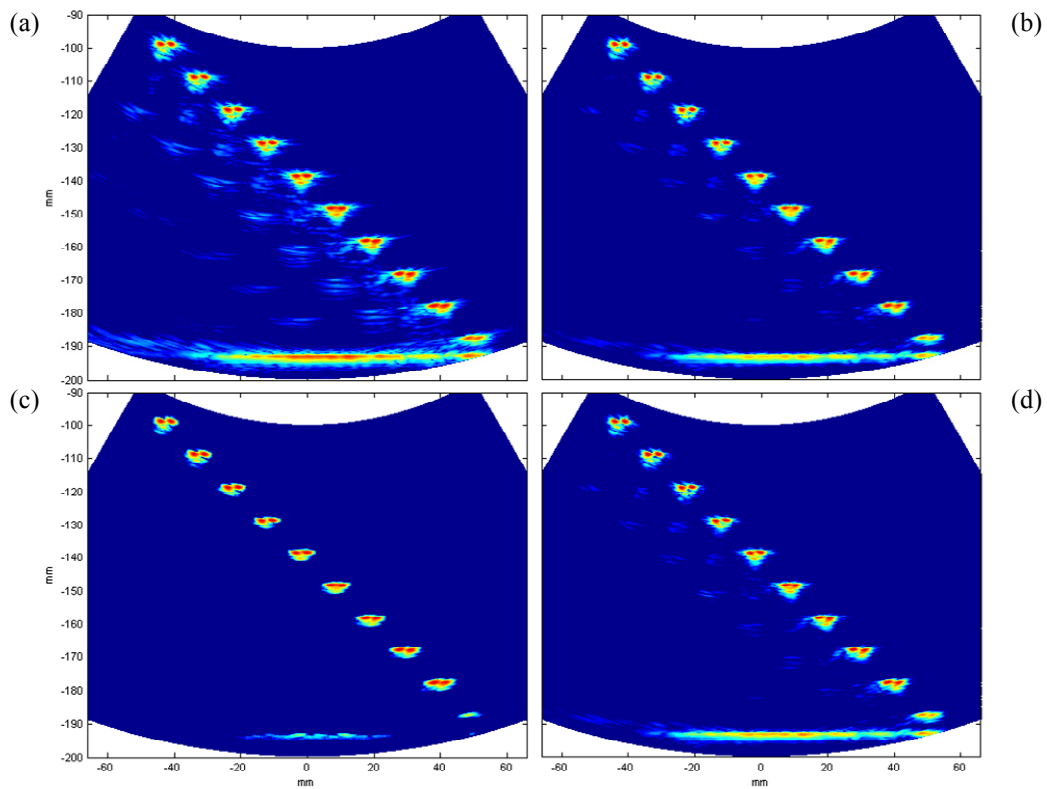


Figura 4.7 – Imágenes obtenidas mediante  $SAFT-N(I,N)$  y después de aplicar los factores de coherencia media  $FCF$  (a),  $FCC$  (b),  $FCA$  (c) y  $FCS$  (d). Rango dinámico 80 dB.

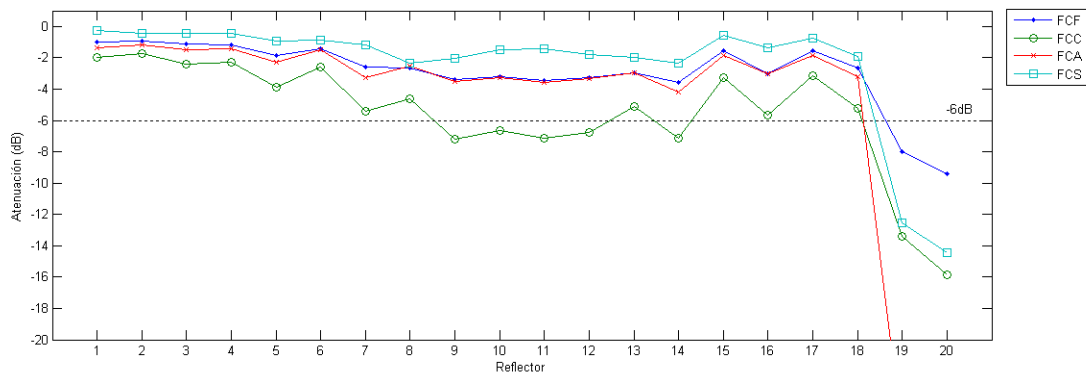


Figura 4.8 – Atenuación introducida en las indicaciones de los 20 taladros para los factores de coherencia media.

(Figura 4.8). En particular, el  $FCA$  no elimina totalmente de la imagen los ecos generados por el fondo y los taladros  $T19$  y  $T20$ . Como contrapartida, la mejora en la calidad de la imagen es algo menor (Tabla 4.4).

		<i>FCF</i>	<i>FCC</i>	<i>FCA</i>	<i>FCS</i>
<i>Mejora del NSR</i>	<i>dB</i>	5.6	7.8	6.4	8.8
<i>Reducción del clutter</i>	<i>dB</i>	27.2	38.7	81.9	39.2
<i>Reducción del fondo de ruido</i>	<i>dB</i>	37.8	59.3	$\infty$	55.8
<i>Pérdida de nivel media</i>	<i>dB</i>	2.9	5.6	5.9	2.5
<i>Pérdida de nivel máxima</i>	<i>dB</i>	9.4	15.9	46.4	14.5
<i>Indicaciones reales eliminadas</i>	<i>n</i>	0	0	0	0

Tabla 4.4 – Resumen de los resultados obtenidos con *SAFT-N(I,N)* y coherencia media para el experimento 1.

### 4.1.3 Procesamiento con SAFT-N(1,N) y coherencia máxima

La Figura 4.9 muestra el resultado de aplicar los factores de coherencia máxima (ecuación (2.82)) para la técnica *SAFT-N(I,N)*. Al utilizar el máximo de los factores obtenidos con cada

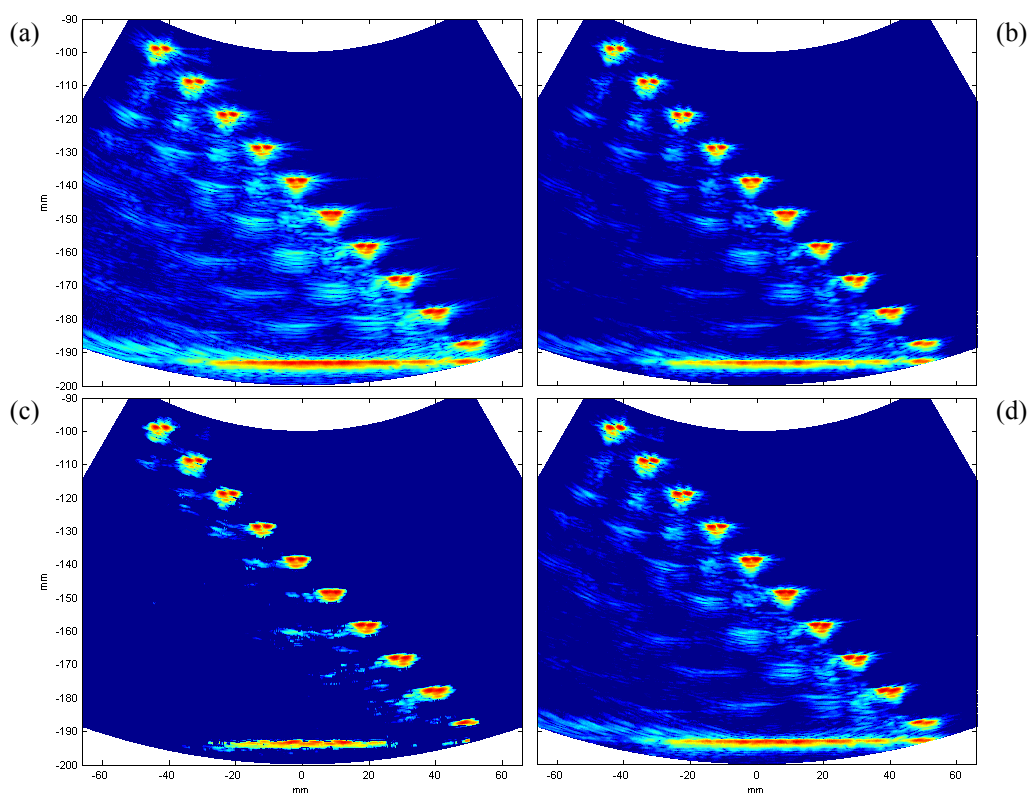


Figura 4.9 – Imágenes obtenidas mediante *SAFT-N(I,N)* y después de aplicar los factores de coherencia máxima *FCF* (a), *FCC* (b), *FCA* (c) y *FCS* (d). Rango dinámico 80 dB.

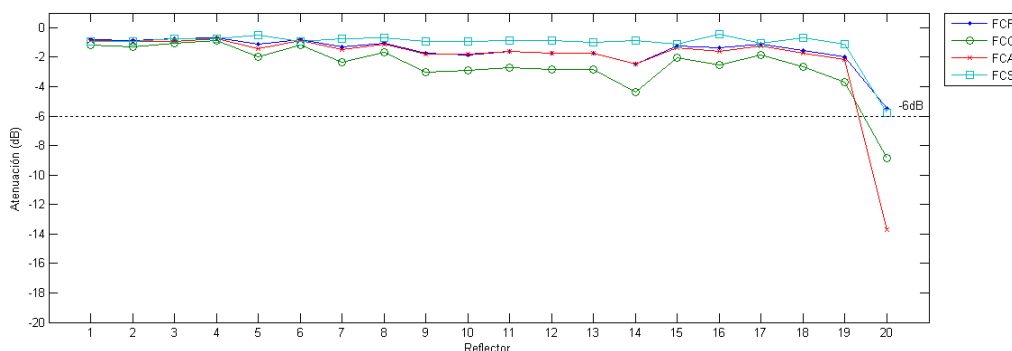


Figura 4.10 – Atenuación introducida en las indicaciones de los 20 taladros para todos los factores de coherencia máxima.

		<i>FCF</i>	<i>FCC</i>	<i>FCA</i>	<i>FCS</i>
<i>Mejora del NSR</i>	<i>dB</i>	2.7	4.2	2.9	1.8
<i>Reducción del clutter</i>	<i>dB</i>	13.2	21.9	40.9	19.2
<i>Reducción del fondo de ruido</i>	<i>dB</i>	23	42	$\infty$	36.1
<i>Atenuación media de los defectos</i>	<i>dB</i>	1.6	2.6	2.1	1.1
<i>Máxima atenuación de los defectos</i>	<i>dB</i>	5.5	8.8	13.7	5.8
<i>Indicaciones reales eliminadas</i>	<i>n</i>	0	0	0	0

Tabla 4.5 – Resumen de los resultados obtenidos con *SAFT-N(I,N)* y coherencia máxima para el experimento 1.

emisión, las pérdidas en el nivel de las indicaciones generadas por los taladros son aún menores que en los casos anteriores (ver Figura 4.10). Como contrapartida, la mejora en la calidad de la imagen es la menor de entre los tres métodos, particularmente en cuanto al *NSR*, como se resume en la Tabla 4.5. También se verifica que el fondo de ruido del array se reduce en  $1/\sqrt{N} = -21\text{dB}$  para el *FCF* y en  $1/N = -42\text{dB}$  para el *FCC* y el *FCS*.

#### 4.1.4 Discusión

En este experimento se evaluaron los resultados de aplicar los tres métodos de cálculo propuestos para la modalidad *SAFT*: *Coherencia global*, *Coherencia Media* y *Coherencia Máxima*. El primer punto a destacar es que, en todos los casos, los resultados obtenidos concuerdan en gran medida con los esperados según el análisis teórico de los capítulos



anteriores. Si bien existen diferencias entre la aplicación de los tres métodos, cabe destacar que todos logran una mejora simultánea en los factores de calidad de imagen analizados (resolución, rango dinámico y cancelación de reverberaciones).

La utilización de uno u otro método dependerá, en gran medida, de los requerimientos de la aplicación. Así, el cálculo *global* de los factores de coherencia mejora notablemente la resolución lateral, a costa de introducir pérdidas importantes en los reflectores más afectados por los lóbulos laterales de otros reflectores. Por el contrario, el método de *coherencia máxima* minimiza este efecto, a costa de un modesto aumento de la resolución lateral, aunque sí mejora notablemente el contraste de la imagen. El método de *coherencia media*, representa un buen compromiso entre resolución lateral y pérdidas de amplitud.

En cuanto a los distintos factores de coherencia, los resultados experimentales también concuerdan con el análisis teórico de los capítulos anteriores. Si bien con el *FCA* se logran los mejores resultados en cuanto a resolución y rango dinámico, puede eliminar de la imagen las indicaciones de reflectores afectados por lóbulos laterales de mayor intensidad. El *FCS* es el que introduce menos pérdidas de amplitud para todos los métodos de cálculo, y mejora la calidad de la imagen en valores similares al *FCC*.

## 4.2 Experimento 2, lóbulos de rejilla.

El objetivo de este experimento es verificar la reducción de lóbulos de rejilla al aplicar los factores de coherencia. Con tal fin, se fabricó una probeta compuesta por dos placas paralelas de fibra de vidrio con 15 hilos perpendiculares a sus caras, dispuestos en 3 columnas de 5 hilos cada una y una separación vertical de 17.5 mm entre filas (ver Figura 4.11). Para la columna de la izquierda se utilizó hilo de nylon de 0.4 mm de diámetro, mientras que para las otras dos se utilizó hilo de cobre de 0.15 mm de diámetro. El conjunto se sumergió en agua, y se colocó un array de 5 MHz con 96 elementos separados 0.5 mm (Imasonic, Besançon, Francia) perpendicular a la dirección de los reflectores.

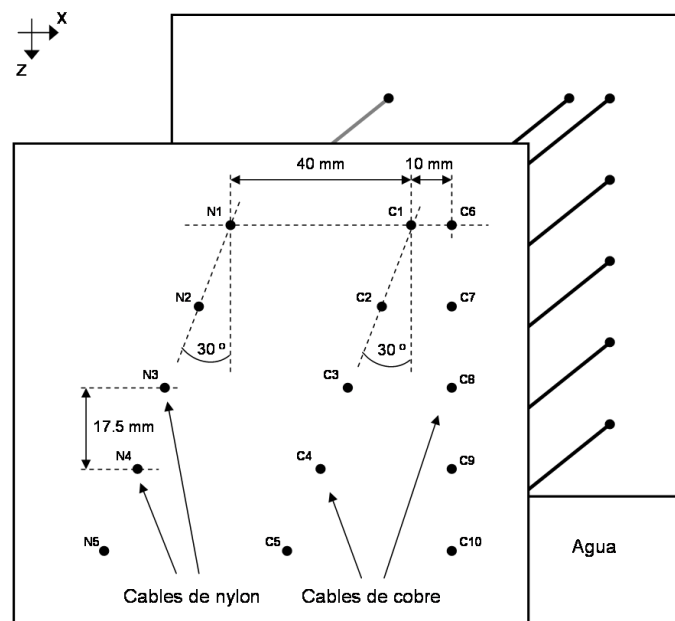


Figura 4.11 – Esquema de la probeta utilizada en el experimento 2

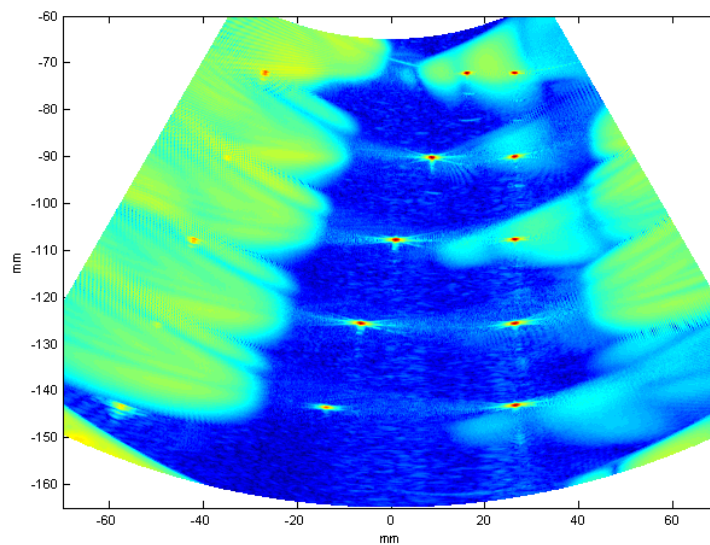


Figura 4.12 – Imagen SAFT-N(1,N) del experimento 2 (Rango dinámico 90 dB).

La longitud de onda en el agua es  $\lambda = 0.3 \text{ mm}$  ( $c = 1490 \text{ m/s}$ ) y por tanto  $d \approx 1.7 \lambda$  (mayor a  $\lambda/2$ ), con lo cual se generarán artefactos debidos a los lóbulos de rejilla. La posición de los hilos está elegida de manera que los de nylon (con menor reflectividad) se ubiquen en los lóbulos de rejilla generados por los de cobre.

La Figura 4.12 muestra la imagen obtenida mediante  $SAFT-N(I,N)$ , con un rango dinámico de  $90\text{ dB}$ , donde se aprecian las indicaciones generadas por los reflectores junto con los artefactos debidos a los lóbulos de rejilla. Dado que la impedancia acústica del nylon es aproximadamente 15 veces menor que la del cobre, los ecos generados por los alambres  $N1$  a  $N5$  son más débiles, y por tanto se ven más afectados por los lóbulos de rejilla generados por los hilos de cobre. De hecho, resulta realmente difícil detectar algunas de sus indicaciones.

#### 4.2.1 Procesamiento con $SAFT-N(1,N)$ y coherencia global

La Figura 4.13 muestra las imágenes obtenidas después aplicar los factores de coherencia global, con el mismo rango dinámico que la Figura 4.12. Todos los factores reducen significativamente el nivel de los lóbulos de rejilla: en  $-40\text{ dB}$  el  $FCF$  y en  $-71\text{ dB}$  el  $FCC$  y el  $FCS$ . El  $FCA$  vale cero fuera de los reflectores y, por tanto, elimina por completo todos los artefactos, aunque también elimina de la imagen las indicaciones de algunos reflectores. Los resultados concuerdan con el análisis en §3.2.4, donde se dedujo que el nivel teórico de reducción de los lóbulos de rejilla es de  $1/N = -40\text{ dB}$  para el  $FCF$  y de  $1/N^2 = -80\text{ dB}$  para el  $FCC$  y el  $FCS$ . Es importante destacar que tanto con el  $FCF$  como con el  $FCS$ , los artefactos quedan por debajo del rango dinámico original ( $90\text{ dB}$ ) y, por tanto, tampoco aparecen en la imagen. Tanto los lóbulos laterales como el ruido eléctrico también se reducen en los mismos niveles que los lóbulos de rejilla, lo cual se aprecia en torno a las indicaciones poco afectadas por estos últimos (p.ej.:  $C3$ ,  $C4$  y  $C5$ ).

Excepto el  $FCA$ , los demás factores mantienen las indicaciones generadas por todos los reflectores, incluso aquellos ubicados en las zonas con artefactos de mayor amplitud. Para ilustrar este resultado, la Figura 4.14 muestra el patrón lateral en torno a la cuarta fila de hilos  $\{N4, C4, C9\}$ . La amplitud del eco generado por  $N4$  es menor a la generada por el lóbulo de rejilla, y por tanto no es posible detectarlo en la imagen original, mientras que sí es visible al aplicar los factores de coherencia. Además, la relación de amplitud resultante entre el eco del reflector y el lóbulo de rejilla es de  $30\text{ dB}$  al aplicar el  $FCF$  y  $60\text{ dB}$  al aplicar el  $FCC$  o el  $FCS$ , lo cual permite detectar la presencia del reflector con una gran fiabilidad. La Tabla 4.6

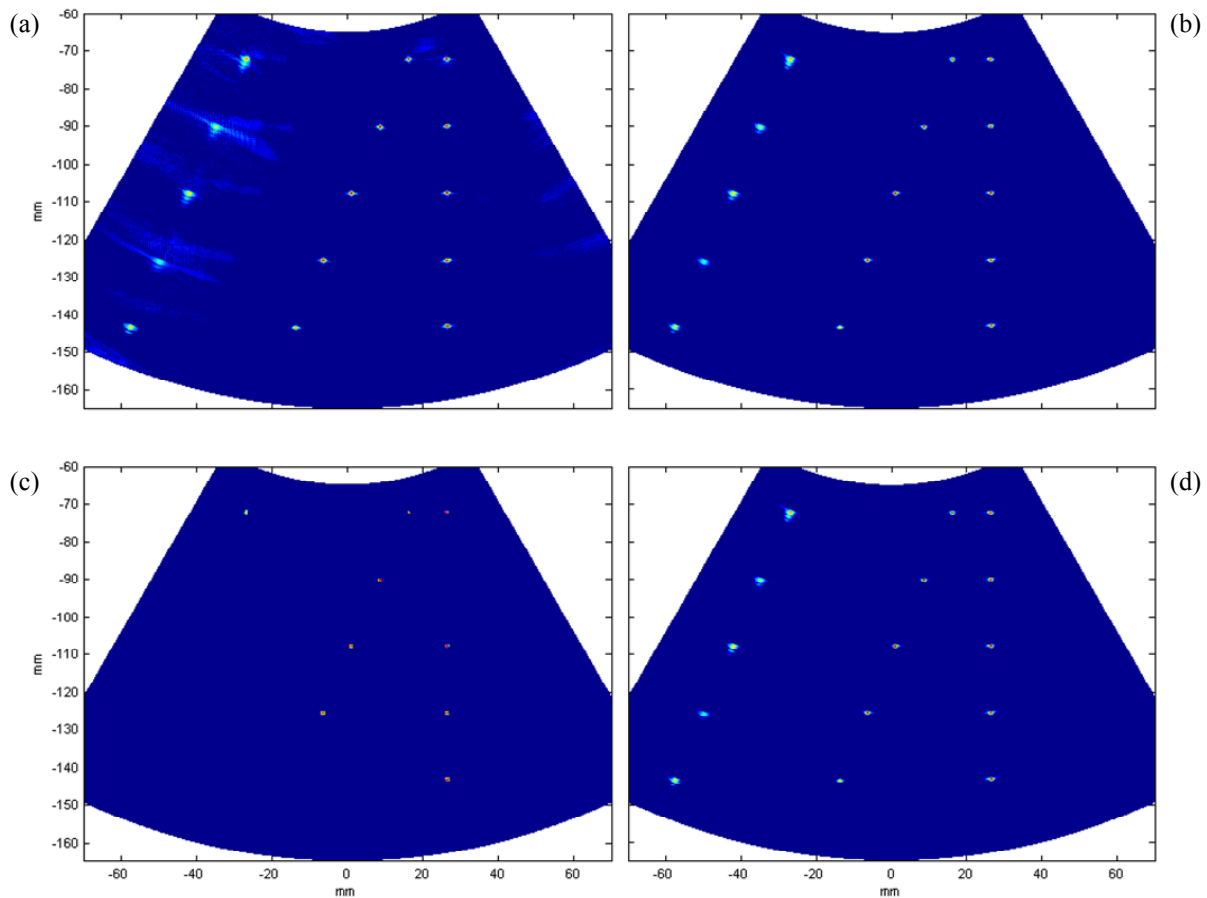


Figura 4.13 – Imágenes obtenidas mediante *SAFT-N(1,N)* y después de aplicar los factores de coherencia global *FCF* (a), *FCC* (b), *FCA* (c) y *FCS* (d). Rango dinámico 90 dB.

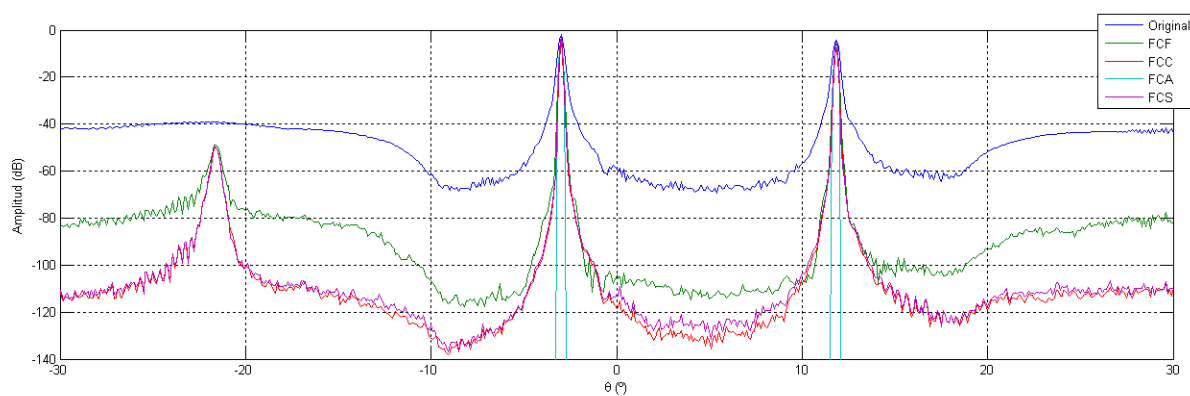


Figura 4.14 – Patrón lateral original (azul) y después de aplicar los factores de coherencia entrón a la cuarta fila de hilos {N4,C4,C9}.

muestra la relación señal a lóbulo de rejilla antes y después de aplicar los factores de coherencia para los hilos ubicados en las zonas de mayor influencia de los lóbulos de rejilla.

	<i>Relación señal a lóbulo de rejilla (dB)</i>								
	<i>N1</i>	<i>N2</i>	<i>N3</i>	<i>N4</i>	<i>C1</i>	<i>C6</i>	<i>C7</i>	<i>C8</i>	<i>Media</i>
<b>Original</b>	19.1	7.4	14.9	0	41.8	39.3	59	46.2	<b>28.5</b>
<b>FCF</b>	62.9	34.2	50.4	31.1	76.2	74.5	91.1	84.4	<b>63</b>
<b>FCC</b>	76.5	59.8	77.1	61.1	87.6	86.5	114.9	97.4	<b>82.6</b>
<b>FCA</b>	$\infty$	0	0	0	$\infty$	$\infty$	0	$\infty$	<b>-</b>
<b>FCS</b>	74	61.7	79.4	59.1	89.4	88.1	115.1	96	<b>82.8</b>

Tabla 4.6 – Relación señal a lóbulo de rejilla (en dB) para los hilos más afectados por los lóbulos de rejilla.

Todos los factores de coherencia introducen pérdidas en las indicaciones generadas por los reflectores (ver Figura 4.15). En particular, el *FCA* elimina de la imagen 6 de las 15 indicaciones. Como se analizó en §3.2.4.3, la interferencia de los lóbulos de rejilla hace que el *FCA* global pueda valer cero en la posición correspondiente a reflectores reales. Los demás factores introducen pérdidas leves, de aprox.  $-2$  dB para los hilos de cobre y de  $-7$  dB para los de nylon. Esta reducción de los factores de coherencia se debe a las interferencias generadas por los lóbulos de rejilla y a posibles diferencias entre los parámetros supuestos y los reales (p.ej.: la velocidad del sonido). Es importante destacar que, frente al nivel de reducción de los lóbulos de rejilla, las pérdidas de nivel en las indicaciones de los reflectores son de poca entidad.

Para todos los hilos se aprecia una reducción en la anchura del lóbulo principal al aplicar los factores de coherencia. El ancho teórico, a  $-6$  dB y para una apertura de 96 elementos con  $d = 1.7\lambda$ , es  $\alpha = 0.35^\circ$  y se reduce aprox. al 60% al aplicar los factores de coherencia (Tabla 4.7). Estos resultados concuerdan con los obtenidos por simulación en el Capítulo 3.

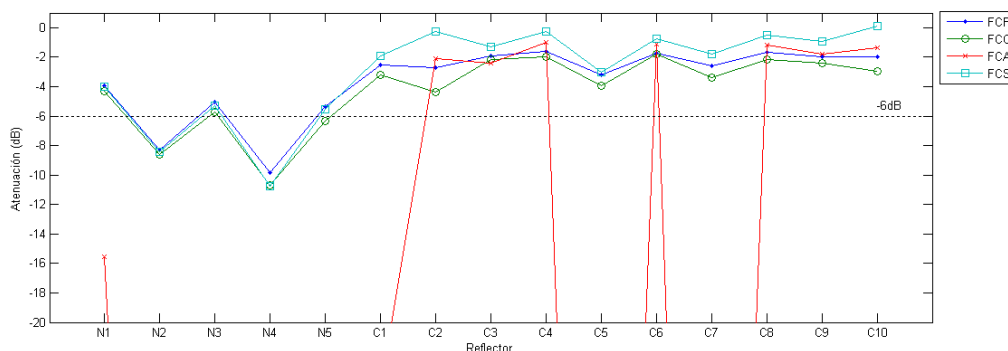


Figura 4.15 – Atenuación introducida por los factores de coherencia global para los 10 cables de la probeta.

	<i>Ancho del lóbulo principal (°)</i>			
	<i>-3 dB</i>	<i>-6 dB</i>	<i>-12 dB</i>	<i>-20 dB</i>
<b><i>Original</i></b>	0.256	0.375	0.550	0.756
<b><i>FCF</i></b>	0.169	0.244	0.356	0.457
<b><i>FCC</i></b>	0.138	0.2	0.238	0.394
<b><i>FCA</i></b>	0.156	0.226	0.313	0.4
<b><i>FCS</i></b>	0.169	0.231	0.319	0.388

Tabla 4.7 – Ancho del lóbulo principal (en grados) generado por el cable C3 para distintos criterios de medida.

En general, los factores de coherencia se utilizan para ponderar la imagen original y mejorar así sus características. Sin embargo, la imagen de coherencia también tiene utilidad en sí misma y, dado que el proceso de generación es distinto al de un conformador de haz convencional, presenta características diferentes. Es el caso de los lóbulos de rejilla, a los cuales son muy poco sensibles los factores de coherencia. A modo de ejemplo, la Figura 4.16 muestra la imagen del *FCS* obtenida para este experimento y representada con el mismo rango dinámico que la imagen original (*90 dB*). La diferencia más evidente con respecto a la Figura 4.12 es que los artefactos debidos a los lóbulos de rejilla tienen menor amplitud, y predominan en la imagen los lóbulos laterales. Además, el *FCS* toma valores elevados en las

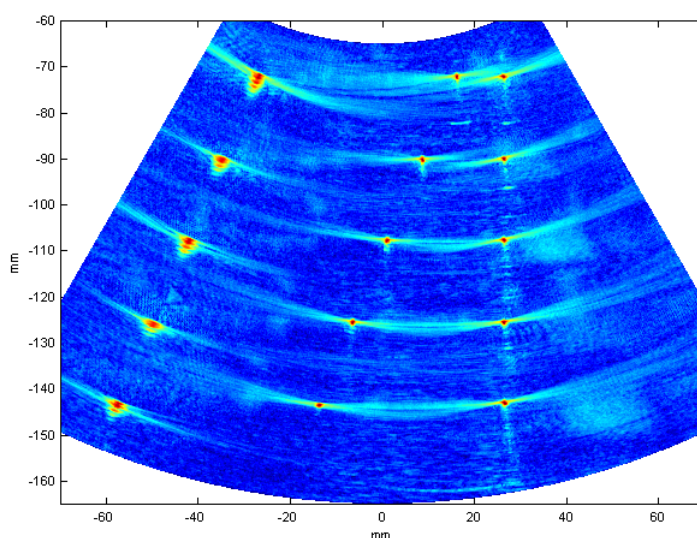


Figura 4.16 – Imagen del *FCS* global para el experimento 2 y coherencia global. Rango dinámico 90 dB.

posiciones de los hilos, lo que representa un alto grado de confianza en la existencia de tales reflectores. Además, al ser muy poco sensible a la reflectividad, la imagen de coherencia mejora significativamente la capacidad de detección de los ecos más débiles (columna de la izquierda, correspondiente a los hilos de nylon).

Es importante destacar el hecho de que esta imagen se obtuvo considerando, únicamente, el signo de las señales recibidas y, por tanto, su implementación hardware es mucho más eficiente que la de un conformador convencional. Digitalizar las señales con un único bit implica sustituir los conversores analógico-digitales, generalmente de más de 10 bits, por un mero comparador. Además, la complejidad de la electrónica digital (sumadores, memorias FIFO, buses de datos) se reduciría notablemente al operar con señales de 1 bit.

#### **4.2.2 Procesamiento con SAFT-N(1,N) y coherencia media**

La Figura 4.17 muestra las imágenes obtenidas al aplicar los factores de coherencia media. Si bien la reducción de los lóbulos de rejilla es menor que al aplicar la coherencia global, también lo son las pérdidas introducidas en el nivel de las indicaciones de los reflectores. En particular, el *FCA* no elimina de la imagen ninguna de las indicaciones (ver Figura 4.18).

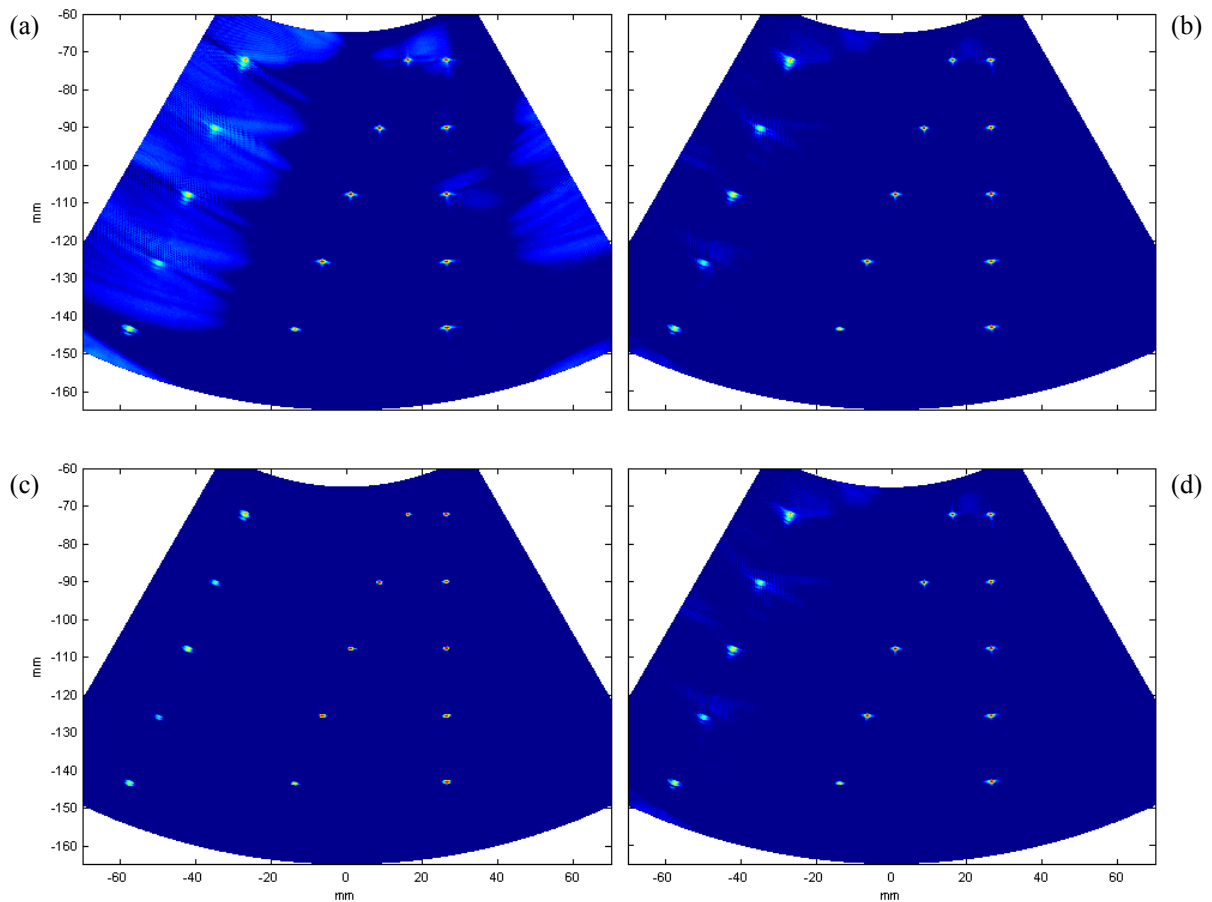


Figura 4.17 – Imágenes obtenidas mediante  $SAFT-N(1,N)$  y después de aplicar los factores de coherencia media  $FCF$  (a),  $FCC$  (b),  $FCA$  (c) y  $FCS$  (d). Rango dinámico 90 dB.

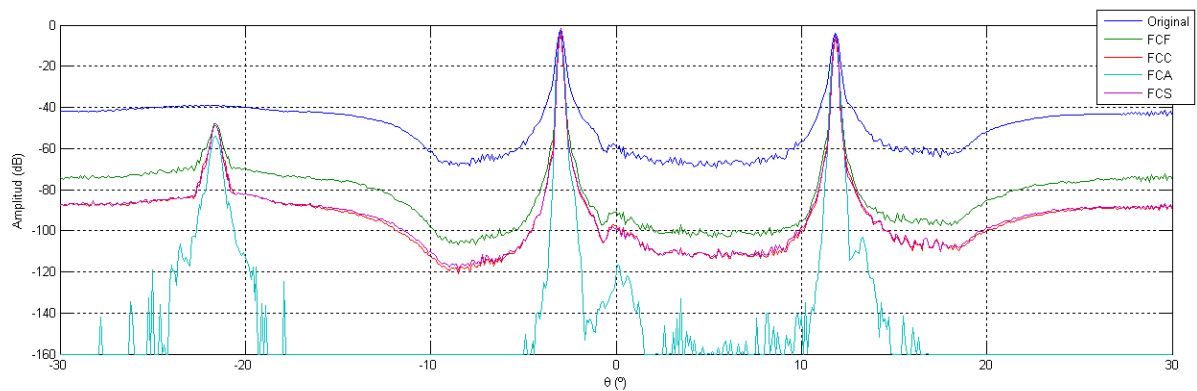


Figura 4.18 – Patrón lateral original (azul) y después de aplicar los factores de coherencia en torno a la cuarta fila de reflectores  $\{N4, C4, C9\}$ .



### 4.3 Experimento 3, imagen médica.

El objetivo de este experimento es analizar el comportamiento de los factores de coherencia en el campo del diagnóstico clínico. Para ello se utilizó una probeta de referencia (*phantom*), modelo CIRS-40 (CIRS, Norfolk, VA). El material del que está compuesta emula las propiedades acústicas del tejido blando, y contiene además hilos de nylon que simulan reflectores puntuales y zonas con diferente densidad de dispersores que simulan quistes, tanto anecoicos como de alto contraste (regiones hipo e hiper ecogénicas, ver Figura 4.19).

Se utilizó un array de  $2.6\text{ MHz}$  con  $64$  elementos separados  $0.28\text{ mm}$  (Vernon, Tours, Francia), acoplado por contacto con la cara superior de la probeta. La longitud de onda en el material es  $\lambda = 0.59\text{ mm}$  ( $c = 1540\text{ m/s}$ ) y por tanto, la separación entre los elementos del array es  $d \approx \lambda/2$ .

La Figura 4.20 muestra las imágenes obtenidas mediante  $SAFT-N(I,N)$ , con un rango dinámico de  $90\text{ dB}$ . La textura de la imagen se debe a la estructura granular del gel, que

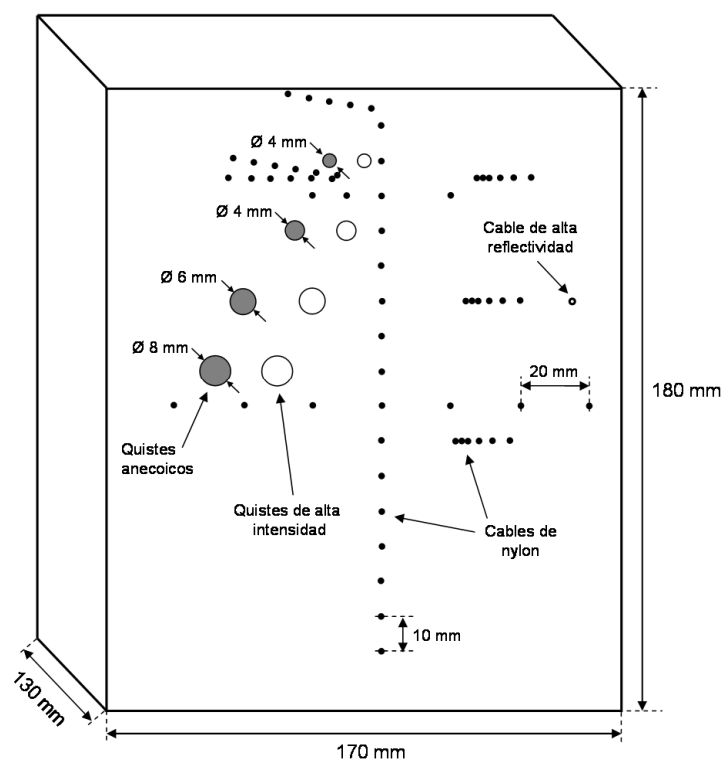


Figura 4.19 – Esquema de la probeta utilizada en el experimento 3

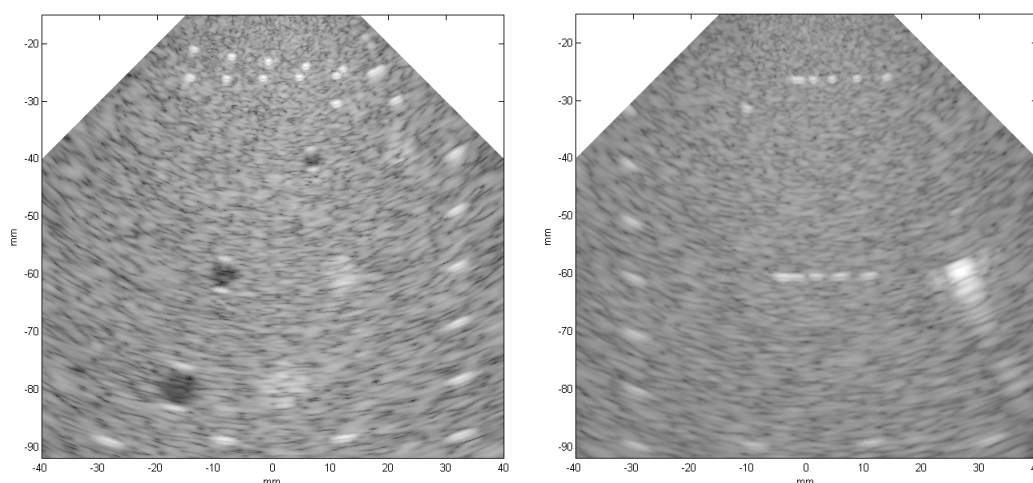


Figura 4.20 – Imágenes originales SAFT-N(1,N) del experimento 3 (Rango dinámico 90 dB).

genera un cierto nivel de ruido estructural (*speckle*). A diferencia de los ensayos no destructivos donde, en general, se busca eliminar el ruido de grano, en las imágenes médicas el nivel de la textura generada por los dispersores puede contener cierta información útil. Es el caso de los quistes de alta intensidad, cuya presencia se distingue únicamente por la intensidad media de la textura dentro del quiste con respecto a la del tejido que lo rodea. Los quistes anecoicos están formados por cilindros con agua, y por tanto, no deberían presentar ninguna indicación en su interior. Sin embargo, los lóbulos laterales generados por la estructura del gel aparecen dentro de las zonas anecoicas generando un cierto nivel de gris. Tomando como referencia la amplitud de los hilos de nylon (0 dB), los niveles medios de señal para las demás estructuras son: quistes de alta intensidad -20 dB, fondo de ruido -30 dB y quistes anecoicos -50 dB.

### 4.3.1 Procesamiento con SAFT-N(1,N) y coherencia media

La Figura 4.21 muestra las imágenes obtenidas al aplicar los factores de coherencia media para la parte izquierda de la probeta, con el mismo rango dinámico que en la Figura 4.20. Las indicaciones de los hilos de nylon mantienen su amplitud, mientras que el nivel de señal en los quistes anecoicos y el fondo se reducen. Esto último se debe a que la estructura granular

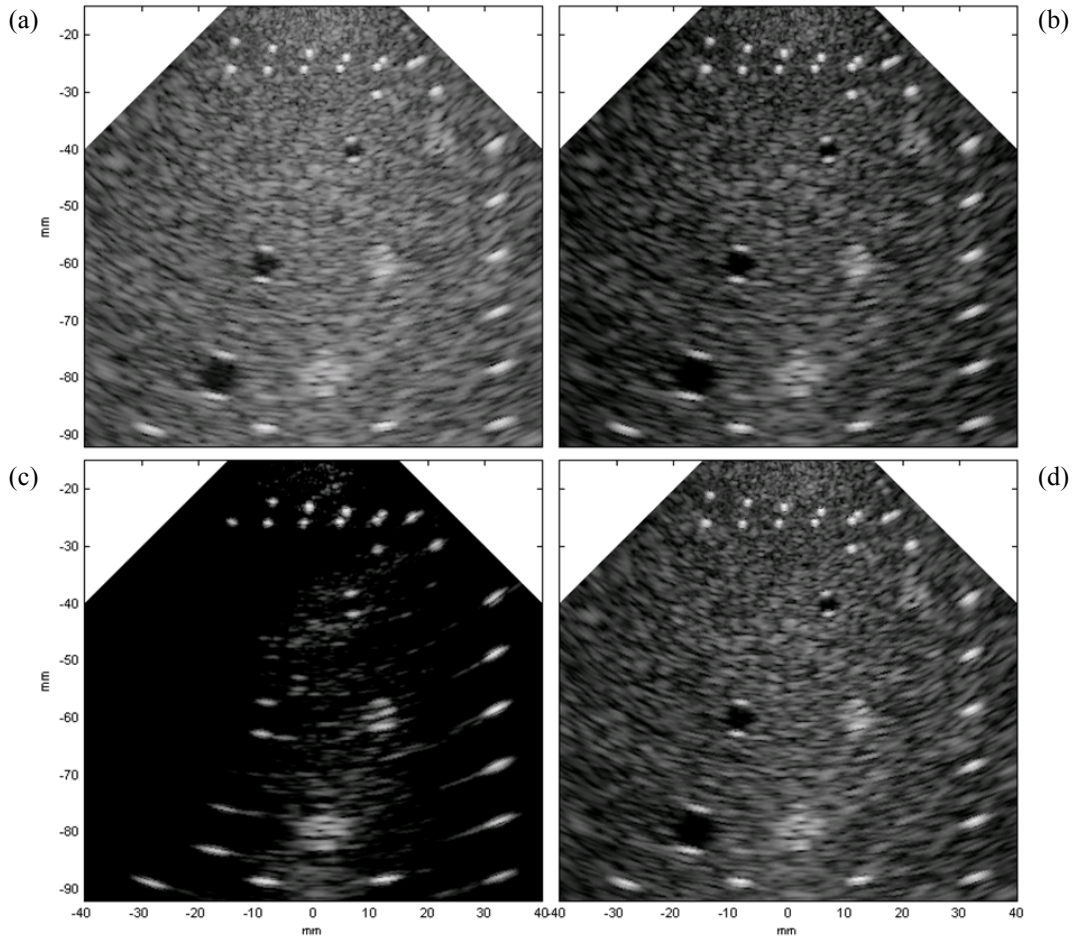


Figura 4.21 – Imágenes obtenidas mediante *SAFT-N(I,N)* y después de aplicar los factores de coherencia media *FCF* (a), *FCC* (b), *FCA* (c) y *FCS* (d). Rango dinámico 90 dB.

del gel introduce un cierto nivel de incoherencia en las fases recibidas por los elementos del array. Este efecto es más evidente al aplicar el *FCA*, ya que elimina casi por completo la textura de la imagen y mantiene las indicaciones de las estructuras con mayor reflectividad.

Dos de los parámetros más utilizados para evaluar la calidad de una imagen médica son el contraste *CR* y la relación contraste a ruido *CNR*. El primero se define como el cociente entre los valores medios de la imagen dentro y fuera de un quiste y, por tanto, mide la capacidad de distinguirlo del fondo de la imagen. El segundo se define por (ecuación (1.35), repetida aquí),

$$CNR = \frac{CR}{\sqrt{\sigma_c^2 + \sigma_f^2}} \quad (4.1)$$

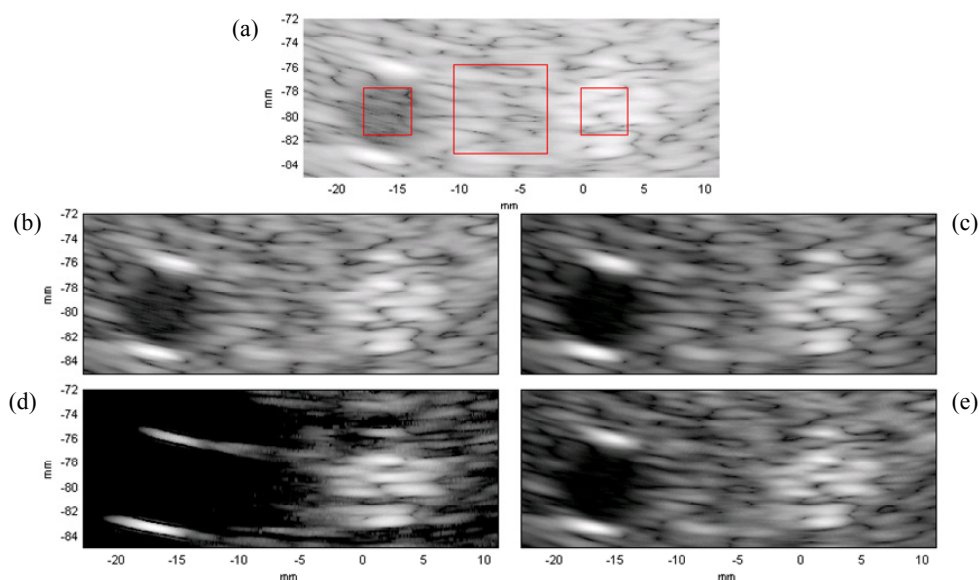


Figura 4.22 – Detalle en torno a los quistes más alejados del array. En rojo se indican las regiones utilizadas para el cálculo del  $CR$  y el  $CNR$ . (a) Original (b) con  $FCF$ , (c) con  $FCC$ , (d) con  $FCA$  y (e) con  $FCS$ . (Rango dinámico 90 dB).

donde  $CR$  es el contraste medido en decibelios, y  $\sigma_c$  y  $\sigma_f$  las desviaciones estándar dentro y fuera del quiste respectivamente, también en decibelios. El  $CNR$  mide la relación entre el contraste y el valor  $RMS$  de la textura que forma la imagen, y por tanto, cuanto mayor sea su valor más homogénea será la textura, y más fácil será la separación visual de las diferentes regiones.

La Figura 4.22 muestra el detalle en torno a los quistes más alejados del array, y en rojo sobre la imagen original, las regiones en las cuales se calcularon el contraste y la relación contraste a ruido. La mejora del contraste es evidente al aplicar cualquiera de los factores de coherencia. Tanto con el  $FCC$  como con el  $FCS$  el nivel de señal dentro de las zonas

	<i>Quiste anecoico</i>		<i>Quiste de alta intensidad</i>	
	$CR$ (dB)	$CNR$	$CR$ (dB)	$CNR$
<b>Original</b>	19.9	3.9	8.4	1.4
<b><i>FCF</i></b>	28	4.5	16.3	1.8
<b><i>FCC</i></b>	31.5	5.5	21.0	2.2
<b><i>FCS</i></b>	29	5.0	20.7	2.0

Tabla 4.8 – Contraste ( $CR$ ) y relación contraste a ruido ( $CNR$ ) para los quistes más alejados del array.

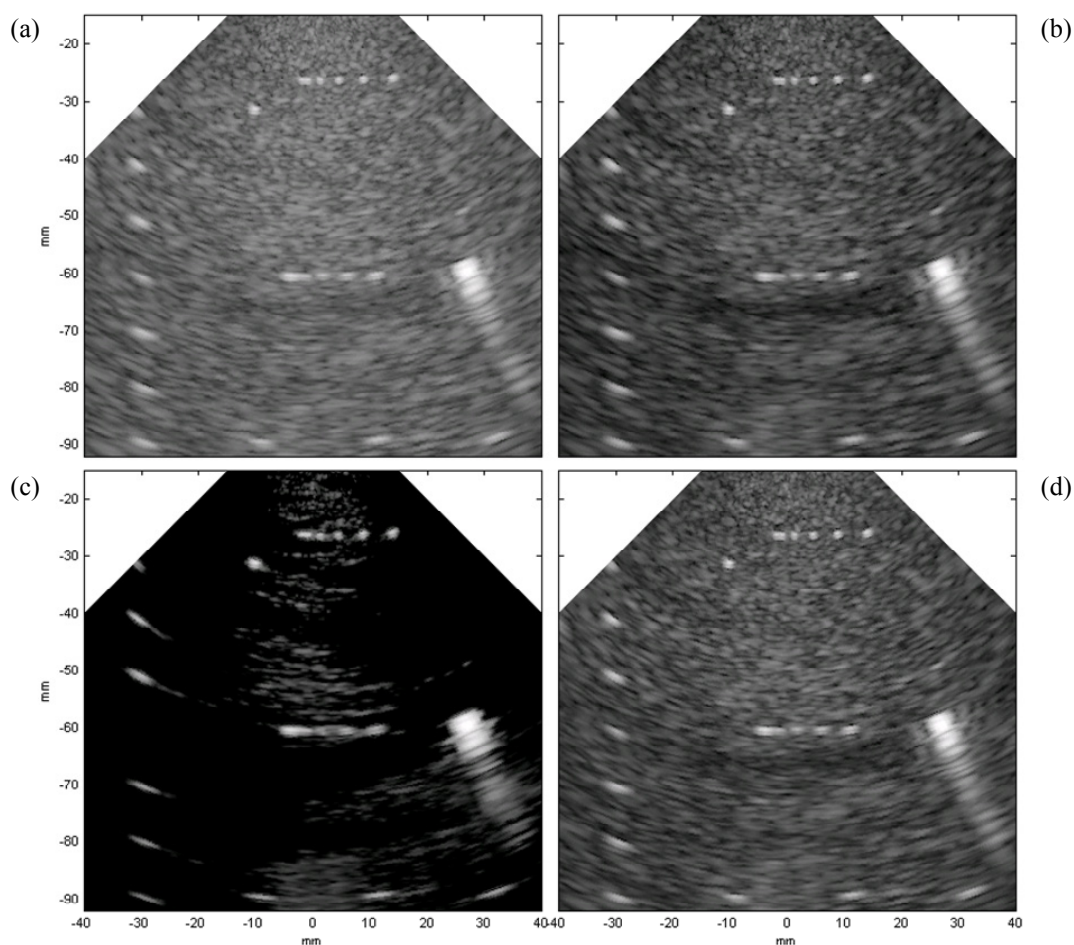


Figura 4.23 – Imágenes obtenidas mediante  $SAFT-N(I,N)$  y después de aplicar los factores de coherencia media  $FCF$  (a),  $FCC$  (b),  $FCA$  (c) y  $FCS$  (d). Rango dinámico  $90\text{ dB}$ .

anecoicas queda por debajo del rango dinámico de la imagen original ( $-90\text{ dB}$ ). El  $FCA$  elimina casi por completo la textura del fondo, con lo cual ya no es posible distinguir el quiste anecoico excepto por los ecos que generan sus interfaces superior e inferior.

Los valores del  $CR$  y  $CNR$  para cada factor de coherencia se resumen en la Tabla 4.8, donde se verifica que ambos parámetros mejoran en todos los casos. Se excluyen los valores obtenidos con el  $FCA$ , ya que no se puede medir correctamente el nivel de señal del fondo.

La Figura 4.23 muestra las imágenes obtenidas en la parte derecha de la probeta. El nivel de ruido de grano o *speckle* se reduce en los mismos niveles que antes, y también se mantienen las indicaciones generadas por los hilos de nylon. El contraste entre estos últimos y el fondo mejora en aprox.  $15\text{ dB}$  al aplicar el  $FCF$ ,  $25\text{ dB}$  para el  $FCC$  y el  $FCS$ , y  $45\text{ dB}$  para el  $FCA$ . Cabe resaltar que debajo de la segunda fila de hilos, el nivel de la textura de fondo es



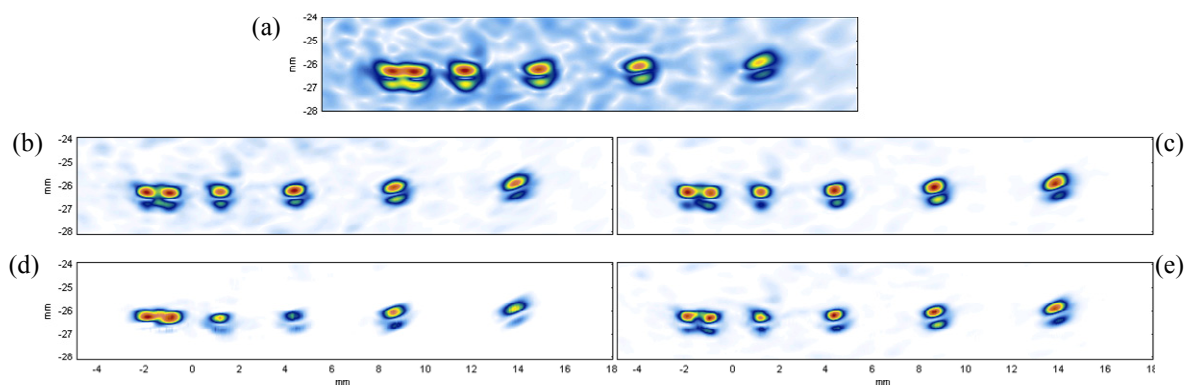


Figura 4.24 – Detalle en torno a la fila de reflectores más cercanos al array, en escala lineal y normalizada al máximo valor de cada imagen. Imagen original (a), y después de aplicar los factores *FCF* (b), *FCC* (c), *FCA* (d) y *FCS* (e).

menor que en el resto de la imagen. La razón es que en esta zona predomina la fase del lóbulo lateral del reflector de alta intensidad frente a las señales generadas por los dispersores del gel, y por tanto el nivel de coherencia es menor que en el resto de la imagen.

Las filas horizontales de hilos de nylon permiten evaluar la mejora en la resolución lateral. La Figura 4.24 muestra, en escala lineal y normalizada, el detalle en torno a los más cercanos al array. El nivel de separación entre los dos reflectores ubicados más a la izquierda mejora en  $4.5 \text{ dB}$  al aplicar el *FCF* y el *FCS*, en  $3 \text{ dB}$  con el *FCC* y en  $0.5 \text{ dB}$  con el *FCA*. El ancho del lóbulo principal medido a  $-6 \text{ dB}$  se reduce aprox. al 64% de su valor original para todos los reflectores y todos los factores de coherencia.

Como se analizó en el capítulo 3, el ruido estructural introduce un cierto nivel de dispersión en las fases recibidas por los elementos del array, lo cual disminuye el valor de los

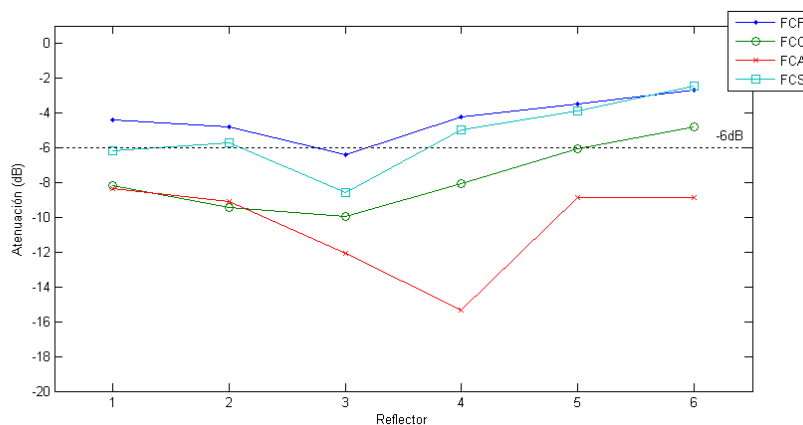


Figura 4.25 – Pérdidas introducidas en las indicaciones de los 6 reflectores de la Figura 4.24.

factores de coherencia incluso en la posición de los reflectores más fuertes (ver Figura 4.25). En este caso, la pérdida media de amplitud para los 6 reflectores de la Figura 4.24 es de  $-4.3$   $dB$  al aplicar el  $FCF$ ,  $-7.7$   $dB$  para el  $FCC$ ,  $-10$   $dB$  para el  $FCA$  y  $-5.3$   $dB$  para el  $FCS$ .

### 4.3.2 Procesamiento con SAFT-32(1,32) y coherencia global

Para analizar la capacidad de reducir los artefactos generados por los lóbulos de rejilla en imágenes médicas se repitió el procesamiento anterior, pero utilizando 1 de cada 2 elementos del array tanto en emisión como en recepción. La separación entre elementos activos con esta configuración es  $d \approx \lambda$ , y como se observa en la Figura 4.26, los artefactos generados por los lóbulos de rejilla reducen el contraste de la imagen y la visibilidad de algunos reflectores.

La Figura 4.27 muestra las imágenes obtenidas al aplicar los factores  $FCF$ ,  $FCC$  y  $FCS$ , con el mismo rango dinámico que en la Figura 4.26. Con todos ellos se obtiene una mejora del contraste y una reducción de los artefactos generados por los lóbulos de rejilla. En particular, la relación de amplitud entre los dos hilos más cercanos al array (en la imagen de la izquierda) y la amplitud del artefacto que los rodea, mejora en aprox.  $10$   $dB$  al aplicar el  $FCF$  y en  $15$   $dB$  para el  $FCC$  y el  $FCS$ .

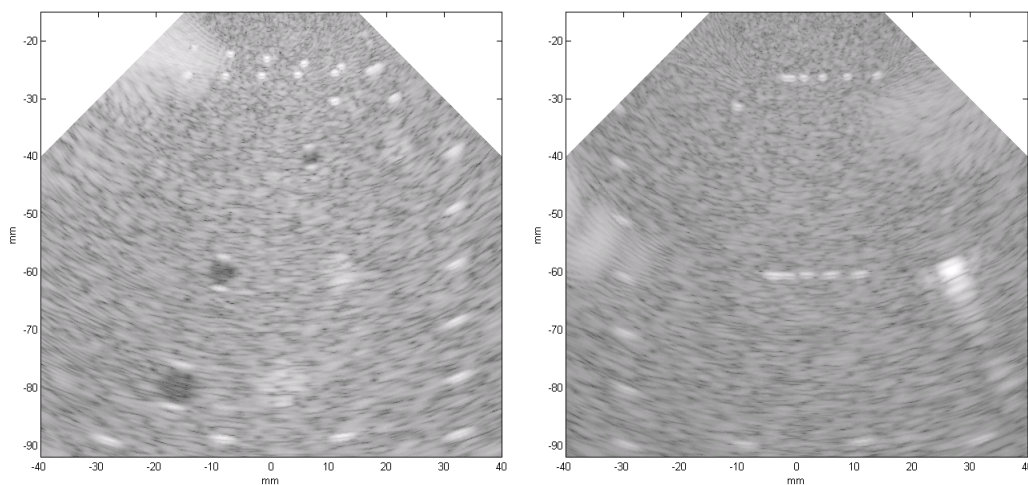


Figura 4.26 – Imágenes SAFT-32(1,32) del experimento 3 (Rango dinámico  $90$   $dB$ ).

Los artefactos generados por los lóbulos de rejilla tienen mayor amplitud que la textura de fondo generada por los dispersores del gel y, en consecuencia, no se eliminan de la imagen al multiplicar por los factores de coherencia. Sin embargo, las imágenes obtenidas directamente de los factores de coherencia no presentan estos artefactos, e incluso tienen mejor contraste que la imagen original (ver Figura 4.28). Esto demuestra, una vez más, la utilidad de la imagen de coherencia como una nueva modalidad con propiedades diferentes a las de la imagen convencional.

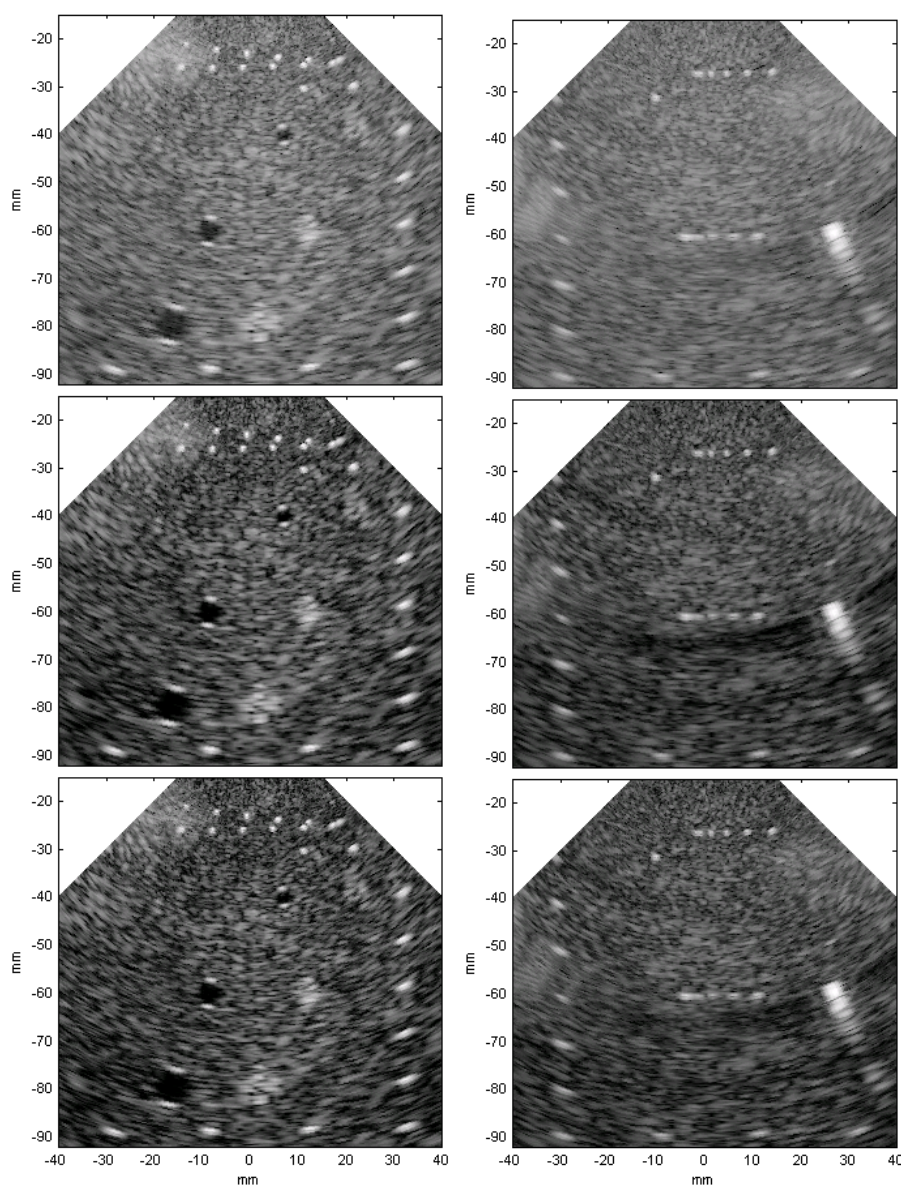


Figura 4.27 – Imágenes obtenidas mediante *SAFT-32(1,32)* después de aplicar los factores de coherencia global *FCF* (arriba), *FCC* (centro), y *FCS* (abajo). Rango dinámico 90 dB.



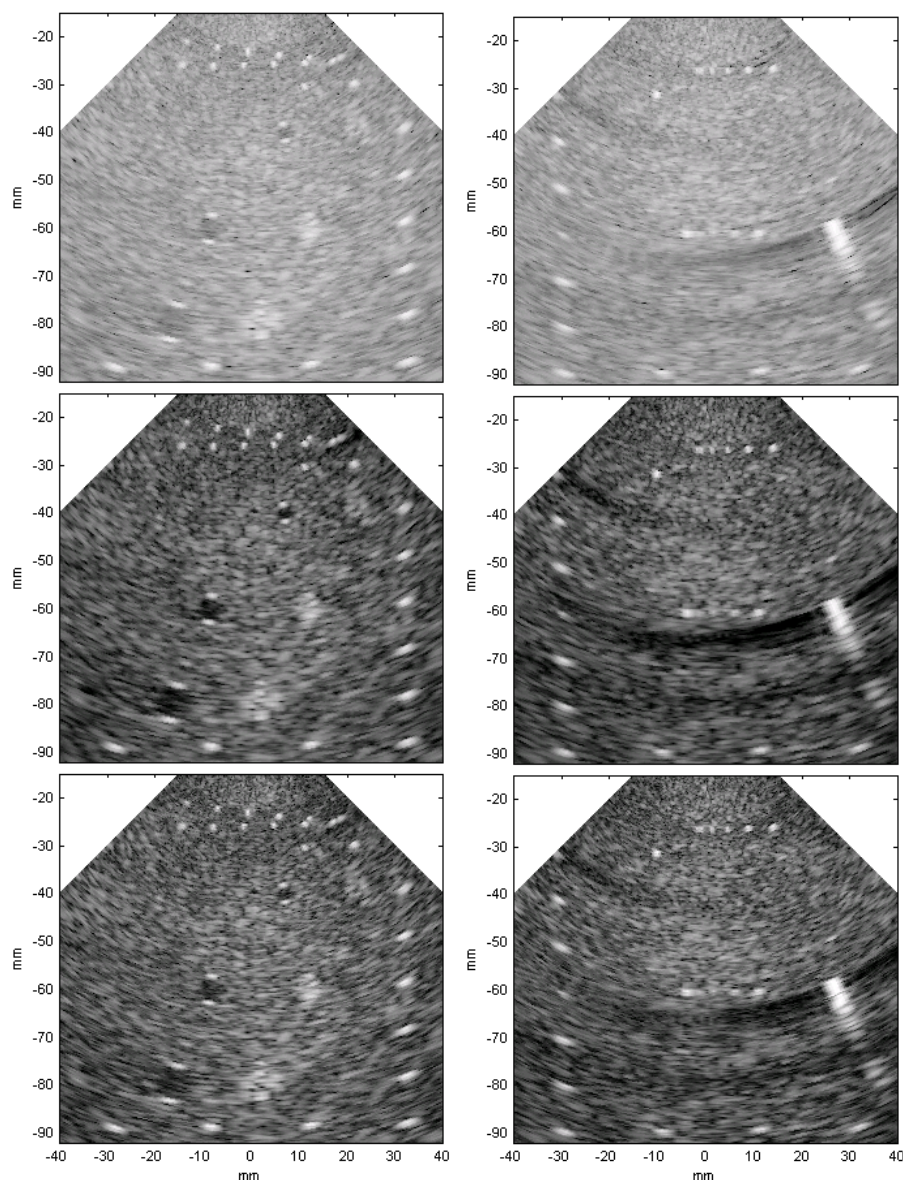


Figura 4.28 – Imágenes de los factores de coherencia  $FCF$  (arriba),  $FCC$  (centro), y  $FCS$  (abajo). Rango dinámico 70 dB.

#### 4.4 Experimento 4, array 2D.

El objetivo de este experimento es analizar el comportamiento de los factores de coherencia con arrays matriciales e imágenes volumétricas. Se fabricó un bloque de metacrilato con 12 taladros de fondo cónico a distintas profundidades (ver Figura 4.29 y

Tabla 4.9). Se utilizó un array matricial de frecuencia central  $3.16\text{ MHz}$ , y  $11 \times 11$  elementos ( $N=121$ ) separados  $d=1\text{ mm}$  en ambas direcciones, colocado sobre la cara superior de la pieza y con su centro coincidiendo con la posición del taladro  $n^\circ 6$ . La longitud de onda en el metacrilato para la frecuencia del array es  $\lambda = 0.85\text{ mm}$  ( $c = 2700\text{ m/s}$ ) y por tanto  $d \approx 1.2\lambda$  (mayor a  $\lambda/2$ ), con lo cual se generarán artefactos debidos a los lóbulos de rejilla.

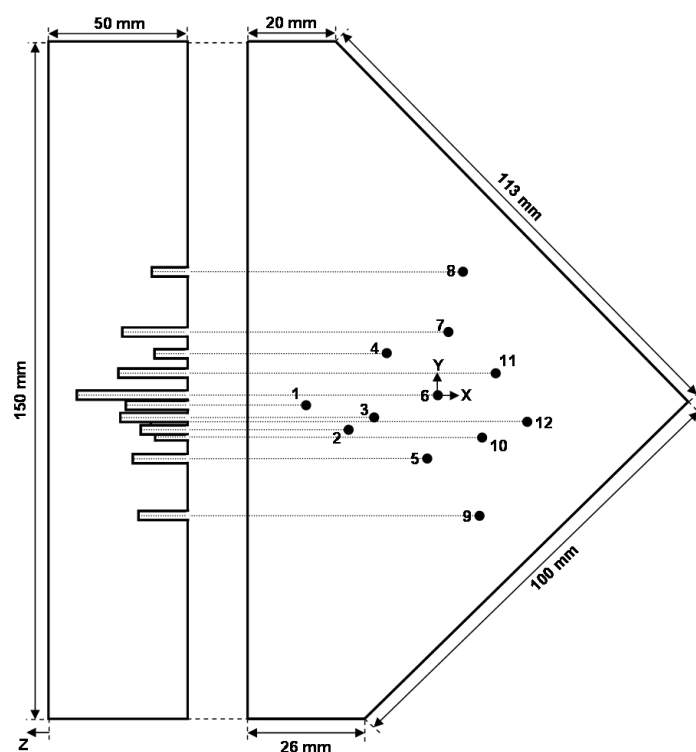


Figura 4.29 – Esquema de la probeta utilizada en experimento 4

<i>Taladro</i>	<i>X(mm)</i>	<i>Y(mm)</i>	<i>Z (mm)</i>	<i>Taladro</i>	<i>X(mm)</i>	<i>Y(mm)</i>	<i>Z (mm)</i>
<i>1</i>	-28.8	-1.8	-32.5	<i>7</i>	2.5	14.4	-35.6
<i>2</i>	-19.8	-7.1	-36.4	<i>8</i>	5.5	27.8	-22.2
<i>3</i>	-14	-4.6	-30.7	<i>9</i>	9.4	-26.6	-76.6
<i>4</i>	-11.2	9.7	-40.7	<i>10</i>	10	-8.8	-58.8
<i>5</i>	-2.2	-13.4	-33.5	<i>11</i>	12.5	5	-45
<i>6</i>	0	0	-18	<i>12</i>	19.8	-5.7	-55.7

Tabla 4.9 – Coordenadas del extremo de los 12 taladros de la probeta.

#### 4.4.1 Procesamiento con SAFT-N(1,N) y coherencia global

Un array bidimensional permite dirigir el haz ultrasónico en cualquier dirección, y por tanto, se puede generar una imagen del volumen de la pieza sin mover el transductor. Aplicando la técnica *SAFT-N(1,N)* se generaron 240 imágenes rectangulares paralelas al plano  $X,Z$  y a intervalos de  $0.25\text{ mm}$  en la dirección  $Y$  (ver Figura 4.30 izquierda). De esta forma se obtiene un cubo de datos de  $60 \times 60 \times 55\text{ mm}$  debajo del transductor, a partir del cual se puede generar la imagen en cualquier plano dentro del volumen adquirido (ver Figura 4.30 derecha).

La Figura 4.31 muestra las imágenes obtenidas en planos paralelos al  $XZ$  y pasando por los taladros  $T5$ ,  $T6$ ,  $T11$  y  $T4$ , con un rango dinámico de  $50\text{ dB}$ . Además de las indicaciones de los taladros y el fondo de la pieza, son evidentes los artefactos generados por los lóbulos de rejilla, cuyo valor medio está  $13\text{ dB}$  por debajo de los ecos generados por los taladros. Cabe destacar que la resolución angular obtenida se corresponde con la de un array lineal de tan solo 11 elementos, ya que únicamente depende del tamaño de la apertura en el plano de la imagen. Lo mismo sucede con el fondo de ruido generado por los lóbulos laterales, cuyo nivel es similar al obtenido con un array lineal de 11 elementos.

La Figura 4.32 muestra el resultado de aplicar el *FCC* para las mismas imágenes que en la Figura 4.31. Las indicaciones generadas tanto por el extremo de los taladros como por la unión de sus paredes con el fondo de la pieza se mantienen, mientras que los artefactos

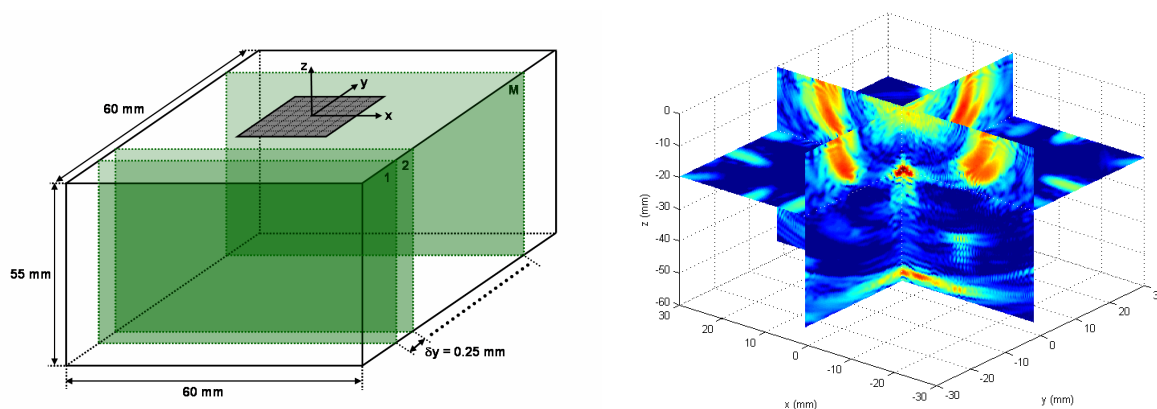


Figura 4.30 – (Izquierda) Esquema del volumen de datos generado (Derecha) Representación en 3 dimensiones de los tres planos principales que contienen la indicación del taladro n° 6.

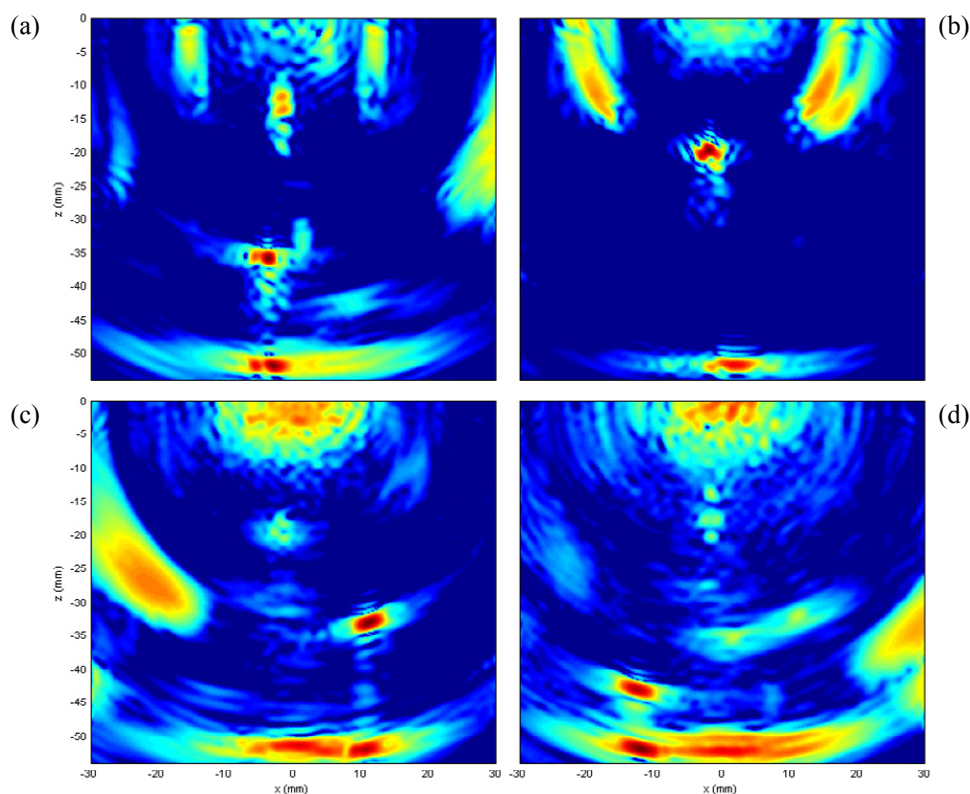


Figura 4.31 – Imágenes originales paralelas al plano  $XZ$  pasando por los taladros  $T5$ ,  $T6$ ,  $T11$  y  $T4$  (a, b, c y d).

Rango dinámico 50 dB.

debidos a los lóbulos de rejilla se reducen en aprox. 40 dB. También se reducen significativamente las indicaciones próximas a la superficie del array, que se deben a la composición incoherente de las oscilaciones generadas por los pulsos de excitación.

Según el análisis en §3.2.4, la reducción de los lóbulos de rejilla para un array de 121 elementos al aplicar el FCC global debería ser de aprox.  $1/N^2 = -83$  dB, valor que se obtiene al suponer que todas las fases se distribuyen uniformemente en el intervalo  $(-\pi, \pi]$ . Si bien esta aproximación es válida para un array lineal, no lo es para arrays matriciales, ya que las diferencias en los tiempos de vuelo desde un lóbulo de rejilla son pequeñas para un mayor número de elementos. A modo de ejemplo, si las fases recibidas desde un lóbulo de rejilla coinciden en 3 de los 11 elementos de una fila de la matriz, es de esperar que también coincidan en las dos filas adyacentes, es decir, en 9 de los 121 elementos del array. Por tanto y, al igual que la resolución lateral y el fondo de ruido en la imagen original, la mejora obtenida con los factores de coherencia es del orden de la que se obtendría para un array lineal de 11 elementos ( $1/11^2 = -42$  dB) en planos paralelos a las filas y columnas del array.

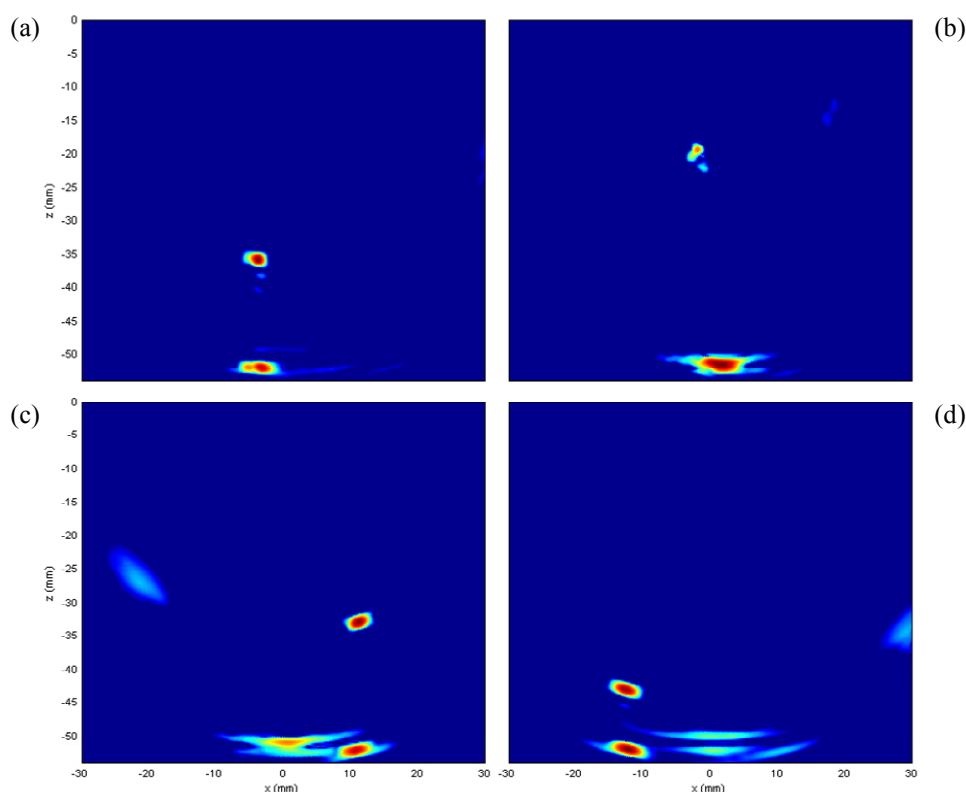


Figura 4.32 – Imágenes paralelas al plano  $XZ$  pasando por los taladros  $T5$ ,  $T6$ ,  $T11$  y  $T4$  (a, b, c y d) después de aplicar el FCC. Rango dinámico 50 dB.

Una forma usual de representar todo el volumen inspeccionado es mediante la proyección del cubo de datos sobre alguno de los planos principales. Por ejemplo, la denominada imagen *C-Scan* se obtiene como el máximo de todas las señales en la dirección del eje  $Z$ , y por tanto, representa la máxima amplitud proyectada sobre plano  $XY$  (el equivalente a una vista *en planta*). Asimismo, en una imagen *D-Scan* se representa la distancia en el eje  $Z$  a la cual se produjo el máximo valor del *C-Scan*, que es útil para determinar la profundidad de los defectos. En ambos casos es usual restringir el cálculo a un determinado rango en la dirección del eje  $Z$ , según la zona de la pieza que se pretende inspeccionar. En las imágenes *D-Scan* es también usual descartar los ecos cuya amplitud es menor a un determinado umbral (-40 dB en este experimento), y así descartar las indicaciones generadas por el ruido en las zonas donde no hay defectos.

La Figura 4.33 muestra las imágenes *C-Scan* (izq) y *D-Scan* (dcha) originales, para dos rangos de profundidad:  $Z_1=[0,-45 \text{ mm}]$  (arriba) y  $Z_2=[-45 \text{ mm},-55 \text{ mm}]$  (abajo). En el primero se observan las indicaciones generadas por el extremo de los taladros, mientras que



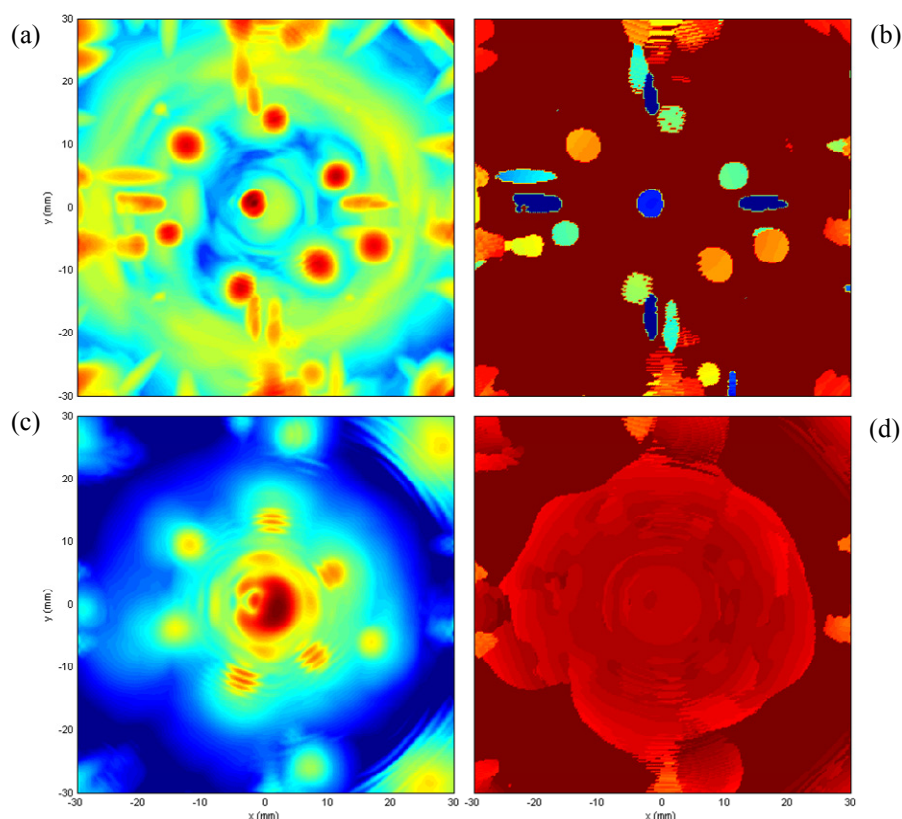


Figura 4.33 – Imágenes originales *C-Scan* (izq) y *D-Scan* (dcha) para dos rangos en la dirección  $Z$ :  $Z_1=[0,-45]$  (arriba) y  $Z_2=[-45,-55]$  (abajo). Rango dinámico del *C-Scan* 50 dB, y escala de colores lineal entre 0 y -55 mm para el *D-Scan*.

en el segundo, las generadas por la unión de los taladros con el fondo de la pieza. En ambos casos, los artefactos generados por los lóbulos de rejilla dificultan la detección de los reflectores verdaderos en las imágenes *C-Scan*. Si bien la profundidad de los taladros se puede medir sobre la imagen *D-Scan* en  $Z_1$ , aparecen también falsas indicaciones a diferentes profundidades generadas por los lóbulos de rejilla.

La Figura 4.34 muestra el resultado de aplicar el *FCC*. Como era de esperar, la amplitud de los artefactos generados por los lóbulos de rejilla se reduce y se mantienen las indicaciones de la mayoría de los taladros (comparar con la Figura 4.33). En las imágenes dentro del rango  $Z_1$  (arriba) se distinguen 9 de los 12 taladros de la probeta. Los restantes 3 ( $T1$ ,  $T8$  y  $T9$ ), si bien están presentes en el *C-Scan*, tienen menor amplitud que las indicaciones generadas por los lóbulos de rejilla remanentes. El bajo nivel de coherencia en estos taladros se debe principalmente al bajo nivel de señal que generan, tanto por ser los más alejados del centro de la pieza (mayor atenuación), como por la orientación de su superficie con respecto al array

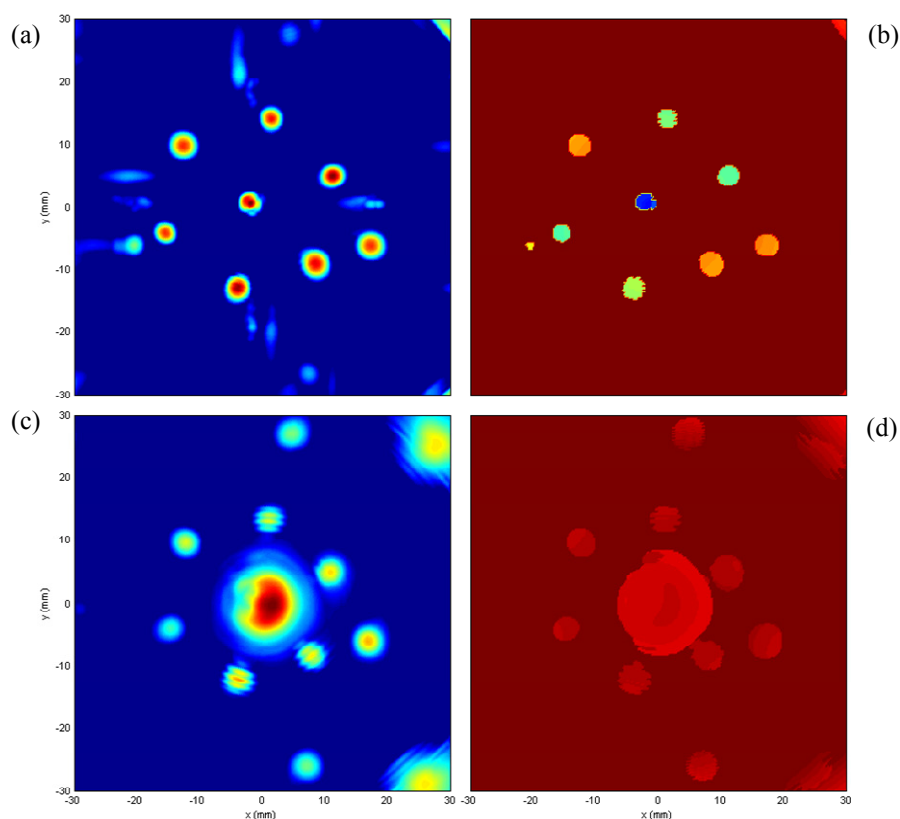


Figura 4.34 – Imágenes *C-Scan* (izq) y *D-Scan* (dcha) después de aplicar el *FCC*, para dos rangos en la dirección  $Z$ :  $Z_1=[0,-45]$  (arriba) y  $Z_2=[-45,-55]$  (abajo). Rango dinámico del *C-Scan* 50 dB, y escala de colores lineal entre 0 y -55 mm para el *D-Scan*.

(menor reflectividad, como también se aprecia en la Figura 4.33). Además, el taladro  $T6$  ubicado en el centro de la pieza y cercano a la superficie, bloquea las señales emitidas y recibidas entre muchos de los elementos del array y los taladros  $T1$ ,  $T8$  y  $T9$ . Este caso equivale a un enmascaramiento de parte de la apertura, que debería ser detectado para eliminar los canales que sólo reciben ruido, tanto de la conformación de la imagen convencional como de las de coherencia.

La detección de  $T8$  y  $T9$  mejora considerablemente cuando se restringe la profundidad al rango  $Z_2$  (Figura 4.34 *abajo*), ya que la unión de la pared del taladro con el fondo de la pieza presenta una reflectividad mayor. Además, las dos aristas de la probeta se distinguen claramente en la parte derecha de la imagen. Como contrapartida, no es posible distinguir entre el eco generado por el taladro central  $T6$  y la indicación que genera el fondo de la pieza en la proyección vertical del centro del array.

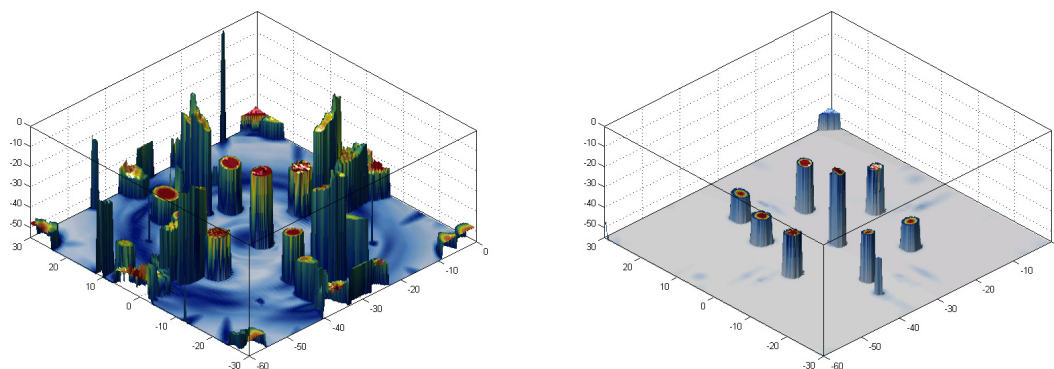


Figura 4.35 – Representación 3D combinando las imágenes *C-Scan* y *D-Scan*, (izq) original (dcha) después de aplicar el *FCC*.

Una forma de representar el conjunto de los datos en 3 dimensiones, es combinando las imágenes *C-Scan* y *D-Scan*. La primera se utiliza como la textura de un enmallado donde la elevación de cada vértice se obtiene de la segunda. La Figura 4.35 *izq.*, muestra esta representación para las imágenes originales, donde los lóbulos de rejilla enmascaran la ubicación de los taladros. A la *derecha* en la misma figura, se presenta el resultado después de aplicar el *FCC*, donde 9 de los 12 talados de la probeta y las aristas de la misma se distinguen correctamente.

Al igual que en el experimento anterior, resulta interesante considerar las imágenes obtenidas directamente a partir de los factores de coherencia. La Figura 4.36 muestra, con un rango dinámico de 25 dB, las imágenes *C-Scan* del *FCC*. La coherencia generada por los diferentes taladros presenta menos variabilidad que sus respectivas amplitudes en la imagen original (sobre todo en el rango  $Z_2$ ). Esto es una ventaja, por ejemplo, en la detección automática de defectos, donde la elección de un umbral global es menos crítica cuando se aplica directamente sobre el *FCC* que cuando se aplica sobre la imagen original.

Los resultados de aplicar los demás factores de coherencia no difieren substancialmente de los obtenidos con el *FCC*, y por tanto no resulta relevante repetir el análisis en este caso. La Figura 4.37 muestra, a modo de ejemplo, las imágenes *C-Scan* obtenidas directamente del *FCF* y el *FCS*.



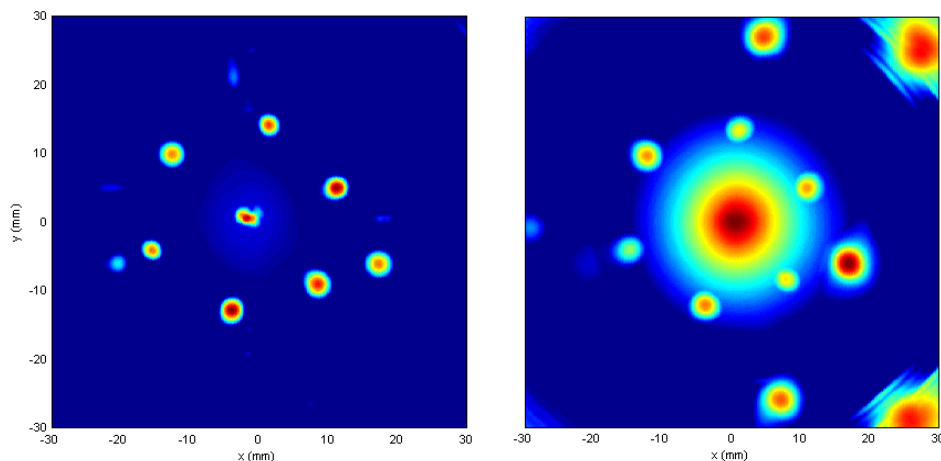


Figura 4.36 – Imágenes *C-Scan* del *FCC* para dos rangos en la dirección  $Z$ :  $Z_1=[0,-45]$  (izq) y  $Z_2=[-45,-55]$  (dcha). Rango dinámico 25 *dB*.

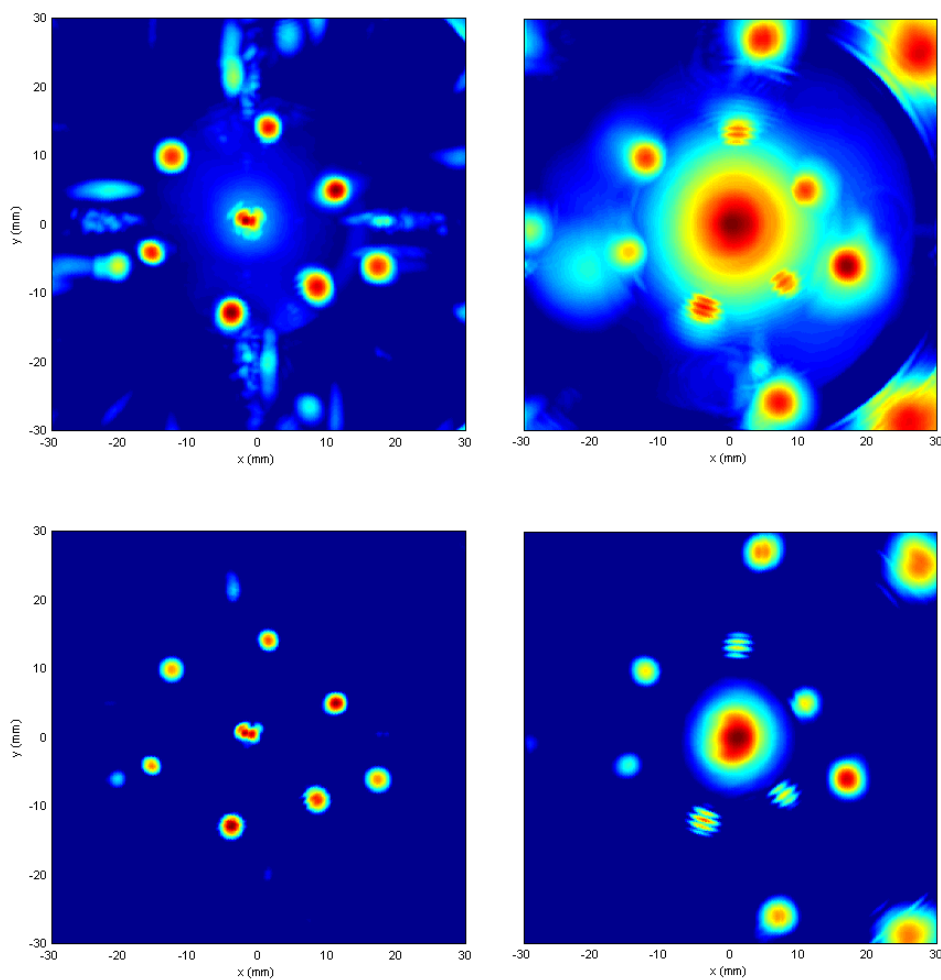


Figura 4.37 – Imágenes *C-Scan* del *FCF* (arriba) y del *FCS* (abajo) para dos rangos en la dirección  $Z$ :  $Z_1=[0,-45]$  (izq) y  $Z_2=[-45,-55]$  (dcha). Rango dinámico 25 *dB*.

## 4.5 Experimento 5, ruido de grano.

Con este experimento se pretende verificar la capacidad de los factores de coherencia de reducir el ruido de grano en imágenes de materiales dispersivos. La probeta utilizada es una sección de tubo de acero inoxidable austenítico, de  $37\text{ mm}$  de diámetro interior y  $8\text{ mm}$  de espesor en la pared, con una unión soldada de  $20\text{ mm}$  de longitud (ver Figura 4.38). Cuenta además con entallas artificiales en ambas caras del tubo, que simulan grietas con orientación radial. La micro estructura del acero inoxidable genera ruido de grano en las señales ultrasónicas, principalmente en la zona de la soldadura.

Se utilizó un array de  $5\text{ MHz}$  con  $32$  elementos separados  $0.5\text{ mm}$  (Doppler Co., Guangdong, China). La velocidad del sonido en el acero inoxidable para ondas transversales es  $c=3100\text{ m/s}$ , y la longitud de onda a la frecuencia del array es  $\lambda=0.62\text{ mm}$ . Dado que la distancia entre elementos  $d \approx 0.8\lambda$  (mayor que  $\lambda/2$ ), se generarán lóbulos de rejilla. La

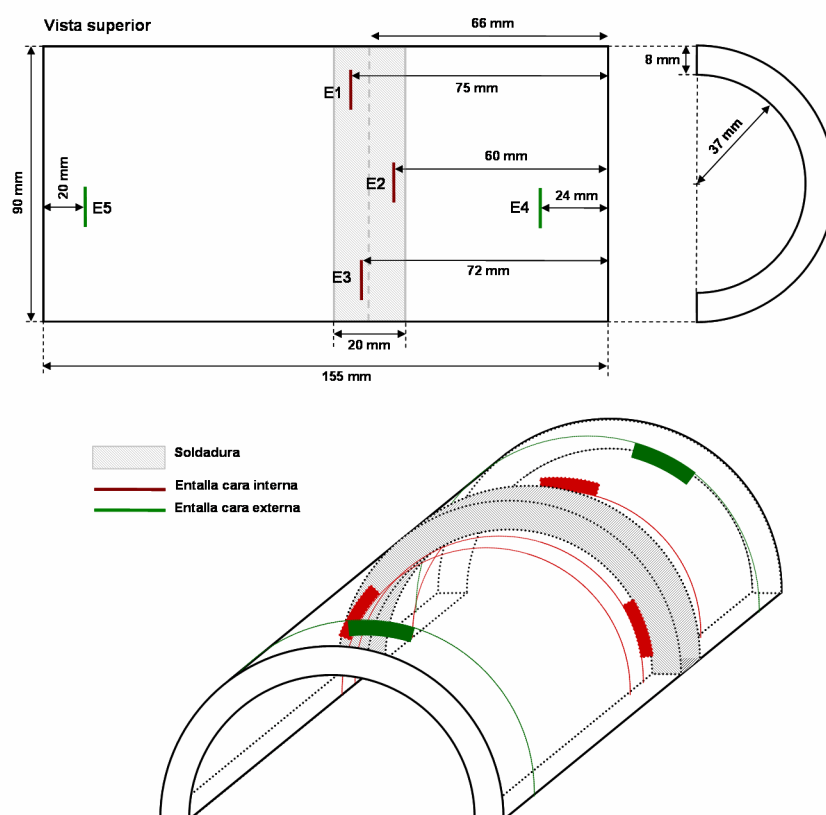


Figura 4.38 – Esquema de la probeta utilizada en el experimento 5.

resolución angular es  $\theta_Z \approx 2.3^\circ$ .

Dado que la superficie del array es plana, no se puede acoplar directamente sobre la cara externa de la probeta. Para ello se fabricó una suela de Rexolite® (C-Lec Plastic, San Diego, EEUU) con un radio de curvatura igual al de la superficie externa del tubo. Además de garantizar el acoplamiento, el ángulo entre el eje del array y la generatriz del tubo ( $\alpha = 36^\circ$ ) asegura que, para ángulos de deflexión mayores a  $33^\circ$  se generen en la probeta únicamente ondas transversales. Esto es importante en barridos angulares, ya que la presencia simultánea de ondas transversales y longitudinales generaría múltiples ecos para un mismo defecto.

A continuación se presentan los resultados al inspeccionar las tres entallas en la cara interna del tubo. En todos los casos se utilizó la técnica *phased-array* con foco fijo, tanto en emisión como en recepción. El transductor se colocó de forma que el haz ultrasónico atraviese la zona de la soldadura, ya que es la que genera mayores niveles de ruido de grano.

Las leyes focales se calcularon teniendo en cuenta la interfaz entre la suela y la probeta. Para cada línea del barrido angular, entre  $45^\circ$  y  $85^\circ$  en pasos de  $1^\circ$ , se calcularon los retardos

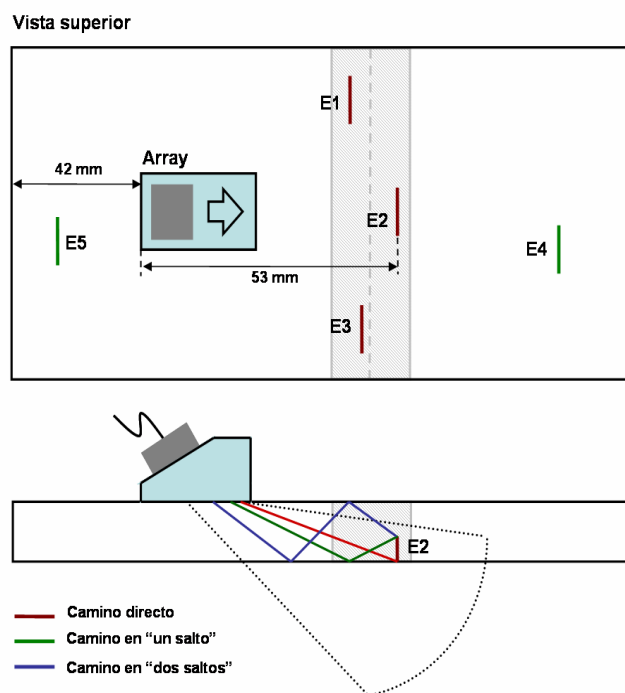


Figura 4.39 – Esquema de la inspección de la entalla 2 a través de la soldadura. (arriba) Vista superior con la ubicación del array en la pieza (abajo) sección transversal con la zona de la imagen en línea de puntos y los tres posibles caminos del haz ultrasónico hasta la entalla.

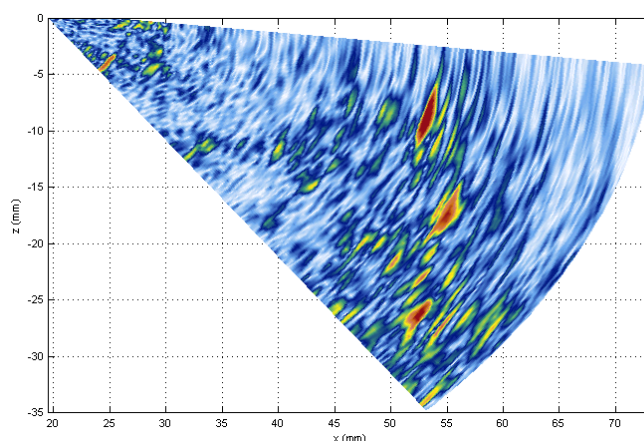


Figura 4.40 – Imagen original de la entalla 1 a través de la soldadura, en escala lineal normalizada.

necesarios para focalizar en emisión a  $40\text{ mm}$  de la superficie, y en recepción a  $35\text{ mm}$ . Los primeros se aplicaron en la excitación de los elementos del array, y se registraron las señales recibidas por todos los elementos para cada línea de la imagen. Los retardos en recepción se aplicaron al conformar las imágenes.

La Figura 4.39 muestra un esquema de la inspección de la *entalla 2* a través de la soldadura. En la parte inferior se indica, con línea de puntos, la región correspondiente a la imagen generada. Dado que la profundidad de adquisición es mayor que el espesor del tubo, la entalla generará varias indicaciones en la imagen, dependiendo de cuántas veces se refleje el haz en las superficies de la probeta. En la parte inferior de la Figura 4.39 se detalla esta situación, indicando los tres posibles caminos entre los puntos de entrada al material y la entalla, para los ángulos de deflexión contenidos en la imagen. Estas 3 indicaciones se denominan, generalmente, eco directo, en un salto y en dos saltos, haciendo referencia a la cantidad de veces que el haz se refleja en las superficies del tubo antes de alcanzar el defecto. Dependiendo de lo irregulares que sean estas superficies, los ecos generados en uno y dos saltos pueden no aparecer en la imagen o tener menos amplitud que el eco directo.

La Figura 4.40 muestra la imagen obtenida con el conformador convencional, donde destacan con mayor amplitud las tres indicaciones generadas por el defecto. Los ángulos en los cuales aparecen son  $\theta_D=74^\circ$ ,  $\theta_{1S}=62^\circ$  y  $\theta_{2S}=51^\circ$ , y coinciden con los esperados para los recorridos directo, en un salto y en dos saltos, respectivamente. Además de las indicaciones generadas por la entalla se aprecia un cierto nivel de ruido estructural, concentrado en la región de la soldadura, y con un valor eficaz de aprox.  $-12\text{ dB}$  y amplitud máxima  $-3\text{ dB}$ .

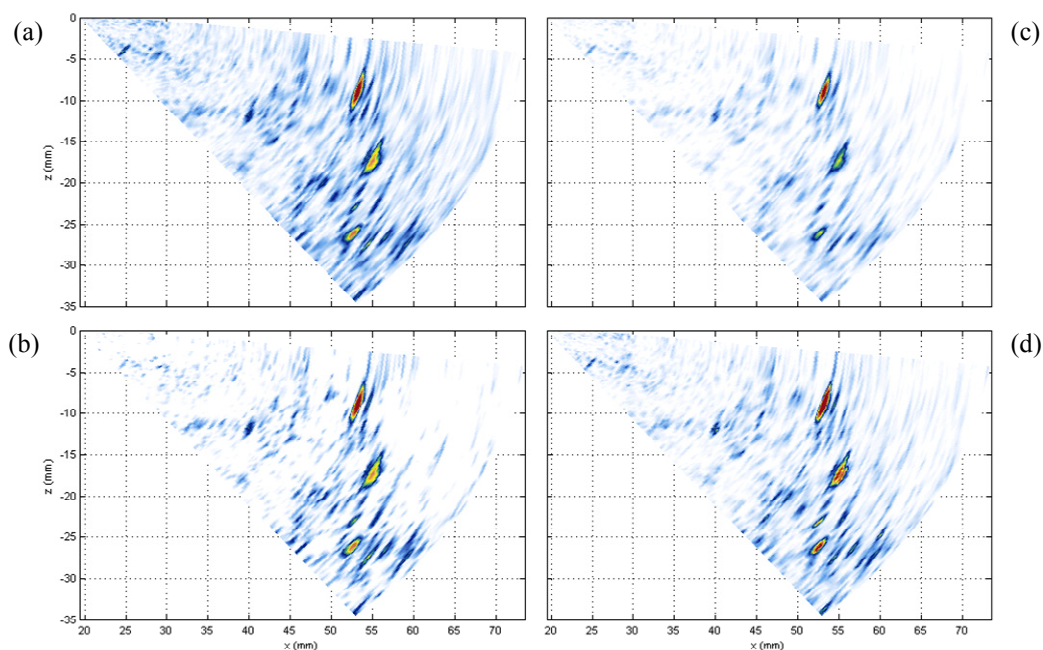


Figura 4.41 – Imágenes obtenidas al aplicar los factores de coherencia globales  $FCF$  (a),  $FCC$  (b),  $FCA$  (c) y  $FCS$  (d). Escala lineal normalizada al máximo valor de la imagen original.

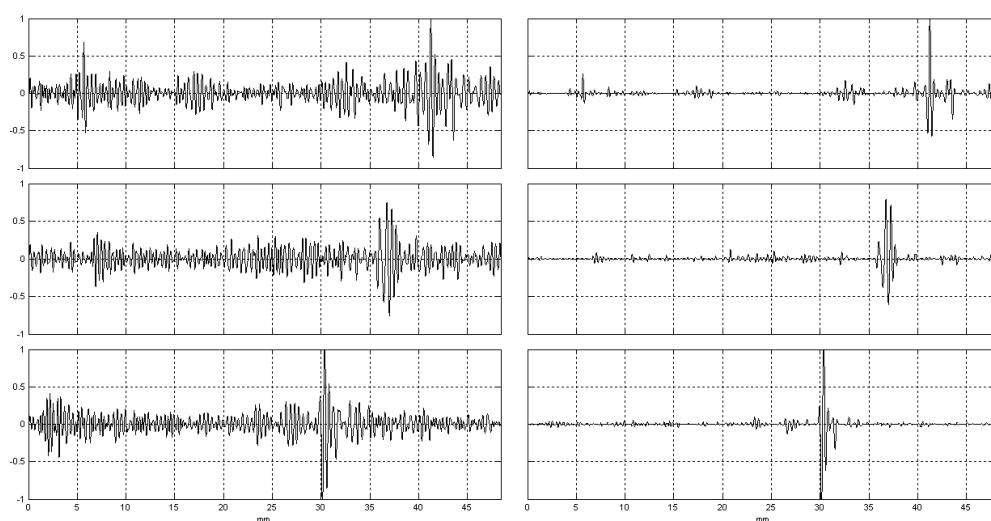


Figura 4.42 – Señales recibidas desde (arriba)  $\theta_{S2}$  (centro)  $\theta_{S1}$  y (abajo)  $\theta_D$ . A la izquierda se presentan las señales originales y a la derecha después de aplicar el  $FCS$ .

En la Figura 4.41 se muestran las imágenes obtenidas al aplicar los factores de coherencia. El nivel de ruido estructural se reduce en todos los casos, mientras que las indicaciones generadas por el defecto se mantienen. La mejora en la relación señal a ruido estructural es de aprox.  $10\text{ dB}$  al aplicar el  $FCF$  y el  $FCS$ , de  $12\text{ dB}$  para el  $FCA$  y de  $15\text{ dB}$  para el  $FCC$ . Estos valores coinciden con los obtenidos por simulación en §3.5. A modo de ejemplo, la Figura

4.42 muestra las señales en radiofrecuencia y para los ángulos  $\theta_D$ ,  $\theta_{1S}$  y  $\theta_{2S}$ , antes y después de aplicar el *FCS*, en las cuales se aprecia claramente la mejora en la relación señal a ruido de grano.

Los factores de coherencia introducen un cierto nivel de pérdida de amplitud en las indicaciones generadas por el defecto. En este caso se combinan dos efectos: la dispersión de fases introducida por la estructura del material y los errores de focalización debidos a utilizar un único foco en recepción. El primero depende de la densidad y reflectividad de los dispersores y no es posible estimar su efecto con precisión. Sin embargo, las pérdidas causadas al utilizar un único foco en recepción dependen de la posición relativa de los defectos con respecto al foco y de este último con respecto al límite del campo cercano, pudiendo predecirse.

Según (2.104), la región en torno al foco para la cual el *FCF* atenúa en menos de 3 dB el eco generado por un reflector puntual es de aprox. 20 mm. Esto concuerda con los resultados experimentales, ya que las tres indicaciones están contenidas en este rango y la máxima

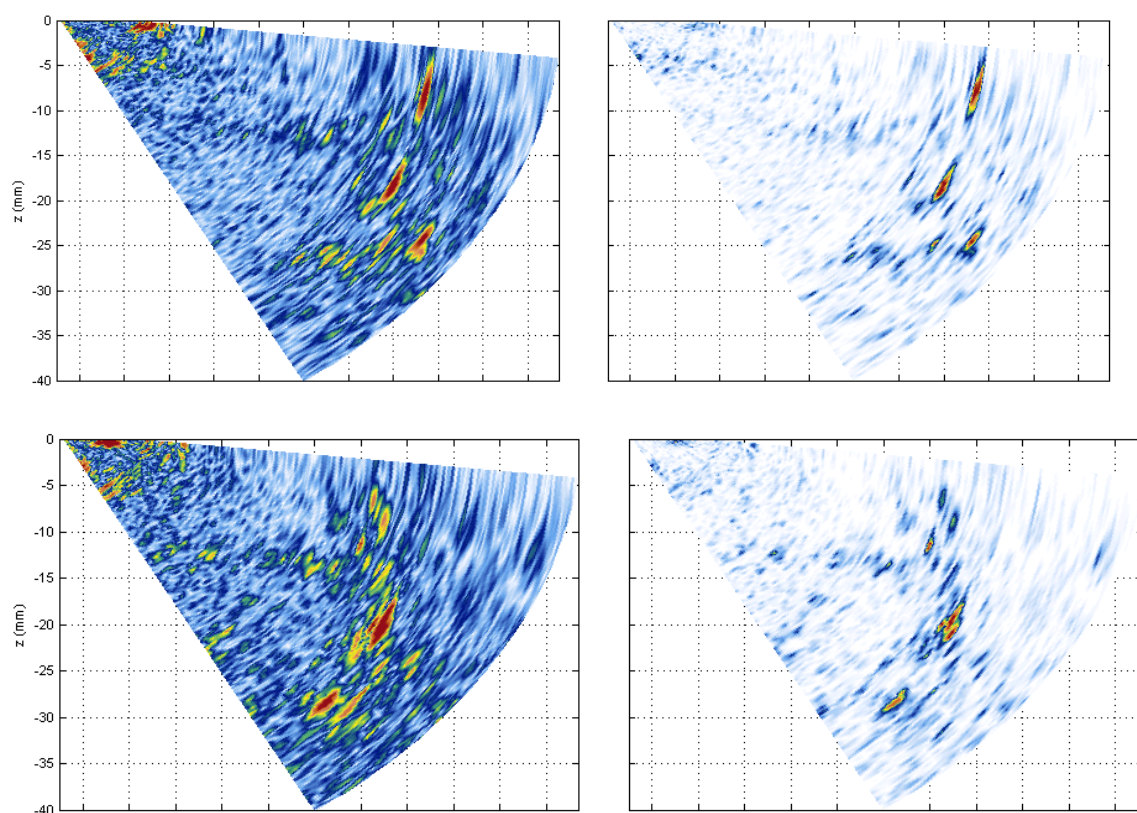


Figura 4.43 – Imágenes antes (izquierda) y después de aplicar el *FCS* (derecha) para las entallas 1 (arriba) y 3 (abajo). Escala lineal normalizada al máximo valor de la imagen original en cada caso.



pérdida que introduce el  $FCF$  es de  $-3.3\text{ dB}$ . La diferencia con respecto al valor esperado se debe a la dispersión de fases que introduce la estructura del material. Del mismo modo y según (2.108), la región en torno al foco para la cual el  $FCS$  no introduce atenuación es de aprox.  $12\text{ mm}$ . Esto también concuerda con los resultados experimentales, ya que las tres indicaciones están contenidas en este rango y el  $FCS$  no atenúa ninguna de ellas.

Los resultados obtenidos para las demás entallas son similares a los ya presentados, y no se justifica un análisis exhaustivo. A modo de ejemplo, la Figura 4.43 muestra las imágenes antes y después de aplicar el  $FCS$  para las entallas 1 y 3 inspeccionadas a través de la soldadura.

## 4.6 Resumen y conclusiones del capítulo

En este capítulo se han expuesto los resultados experimentales, realizados sobre probetas diseñadas para verificar el comportamiento del procesamiento por coherencia de fase y signo en cuanto a los distintos factores que determinan la calidad de las imágenes ultrasónicas. Asimismo, se han realizado pruebas con una probeta comercial, similar de tejido biológico, con regiones hiper e hipoeoicas y reflectores puntuales. Toda la experimentación se realizó con transductores y sistemas de generación y adquisición ultrasónica comerciales.

Los principales resultados obtenidos han sido:

- Se verifica el incremento de resolución lateral proporcionado por la técnica propuesta en todos los casos analizados. El nivel de separación de reflectores  $NSR$  en las imágenes procesadas con  $FCA$ ,  $FCC$  y  $FCS$  mejora en  $13\text{ dB}$  de media respecto al original, y en  $8\text{ dB}$  para el  $FCF$ , resultados que concuerdan con la teoría desarrollada en el capítulo 3 ( $N=128$ ,  $d=\lambda/2$ ,  $\lambda=1.2\text{ mm}$ ). El  $NSR$  en la probeta similar de tejido biológico ofrece resultados análogos a los obtenidos con la probeta de resolución lateral, si se normaliza al número de elementos y longitud de onda (en este caso,  $N=64$ ,  $d=\lambda/2$ ,  $\lambda=0.6\text{ mm}$ ).
- El procesamiento con el  $FCA$  proporciona la mayor ganancia en resolución lateral, pero puede llegar a eliminar de la imagen indicaciones a consecuencia de interferencias entre reflectores. Para evitar este problema se sugiere utilizar el proceso de coherencia máxima

descrito en el capítulo 3. El procesamiento con *FCC* y *FCS* proporciona resultados ligeramente inferiores a los obtenidos con *FCA*, pero sin problemas de eliminación de las indicaciones de reflectores (pérdidas de nivel de apenas 3 dB).

- Se demuestra la capacidad del procesamiento por coherencia de fase o signo para la supresión de indicaciones espurias, en este caso, reverberaciones entre reflectores que aparecen en la imagen original. Para el procesamiento con coherencia global, desaparecen por completo con el *FCA* y se reducen en más de 55 dB con el *FCC* y el *FCS* y en 38 dB con el *FCF*. Al aplicar el procesamiento con coherencia máxima, el *FCA* sigue suprimiendo estas indicaciones espurias, mientras que la reducción obtenida con *FCF* (23 dB), *FCC* (42 dB) y *FCS* (36 dB) es inferior a la que proporciona el procesamiento con coherencia global. A pesar de ello, para reducir las pérdidas de nivel de las indicaciones reales, es recomendable utilizar coherencia máxima con carácter general y, sólo en casos particulares, la coherencia global.
- Las mayores pérdidas de nivel de indicaciones reales al operar con coherencia máxima se dan para el procesamiento con *FCA* (14 dB), mientras que para los restantes factores son más moderadas: *FCF* (6 dB), *FCC* (9 dB), *FCS* (6 dB).
- El procesamiento con coherencia global proporciona una gran reducción del fondo de ruido: *FCF* (43 dB), *FCC* (79 dB), *FCA* ( $\infty$ ) y *FCS* (75 dB). Con coherencia máxima esta reducción es algo menor, excepto para el *FCA*, proporcionando: *FCF* (23 dB), *FCC* (42 dB), *FCA* ( $\infty$ ) y *FCS* (36 dB). Esta disminución del fondo de ruido compensa ampliamente las pérdidas de amplitud producidas por la dispersión de fases que introduce el ruido o las interferencias con los lóbulos laterales de otros dispersores. Por consiguiente, con cualquier procesamiento mejora el contraste de todos los reflectores respecto al fondo de ruido.
- En el caso del símil de tejido biológico, se obtiene que al aplicar el *FCA*, la cancelación del ruido estructural (*speckle*) y el elevado nivel de reducción del ruido de fondo, dificultan la ubicación de las regiones anecoicas. Para el resto de factores de coherencia, se obtienen mejoras significativas de contraste (CR) respecto a la imagen original (20 dB), que pasan a ser de 28 dB (*FCF*), 32 dB (*FCC*) y 29 dB (*FCS*). La relación de contraste a ruido (CNR) de la imagen original pasa de 3.9 a 4.5, 5.5 y 5 para el *FCF*, *FCC* y *FCS*, respectivamente.



- Para verificar la capacidad de supresión de lóbulos de rejilla proporcionada por el procesamiento por coherencia de fase o signo, se realizaron experimentos con probetas de alambres ( $N=96$ ,  $d=1.7\lambda$ ), símil biológico ( $N=32$ ,  $d=\lambda$ ) y array 2D para imagen 3D ( $N=11\times 11=121$ ,  $d=1.2\lambda$ ). Las imágenes originales contienen artefactos de lóbulos de rejilla en todos los casos, pues  $d>\lambda/2$ , que llegan a enmascarar algunos reflectores.
  - En la probeta de alambres, la relación media señal a lóbulo de rejilla con procesamiento de coherencia global alcanza los 31 dB ( $FCF$ ), 61 dB ( $FCC$ ) y 59 dB ( $FCS$ ) para un reflector completamente enterrado en el lóbulo de rejilla en la imagen original ( $SNR = 0$  dB). La capacidad de supresión de lóbulos de rejilla es muy elevada (dos a tres órdenes de magnitud en promedio respecto a la imagen original).
  - En el símil de tejido biológico, se mejora la relación entre la amplitud de los reflectores y el fondo en 10 dB ( $FCF$ ) y en 15 dB ( $FCC$  y  $FCS$ ); sin embargo, en este caso, no se suprimen completamente las indicaciones de los lóbulos de rejilla por estar a un nivel superior que la textura de fondo (speckle).
  - Para el caso del array 2D el nivel de supresión de lóbulos de rejilla es de 40 dB, que concuerda con el valor de 42 dB previsto por la teoría desarrollada en los capítulos anteriores.
- Se verifica que la imagen de coherencia presenta, en ciertos aspectos, un comportamiento diferente al de la imagen convencional y, por tanto, su evaluación puede proveer información relevante en determinadas situaciones. Es el caso del Experimento 2, donde la imagen de coherencia permite detectar, con el mismo nivel de certidumbre (factores de coherencia cercanos a la unidad) todos los alambres en la probeta, a pesar de que la reflectividad de los alambres de nylon está muy por debajo de la de los alambres de cobre. Además, dado que los factores de coherencia son muy poco sensibles a los lóbulos de rejilla, los artefactos generados por éstos no están presentes en la imagen de coherencia. Esto último también es evidente en la probeta símil de tejido biológico cuando la distancia entre elementos es mayor a  $\lambda/2$ , ya que la imagen de coherencia tiene un contraste similar al de la imagen convencional pero no presenta artefactos de lóbulos de rejilla.
- Se verificó asimismo la capacidad de supresión de ruido estructural en el interior de una soldadura efectuada en una pieza cilíndrica de acero austenítico en la que se practicó una

entalla simulando un defecto. Se operó en modo phased array con foco fijo en emisión y recepción. La técnica de imagen de coherencia mejora la relación defecto a fondo de ruido en 10 dB ( $FCF$  y  $FCS$ ), en 12 dB ( $FCA$ ) y en 15 dB ( $FCC$ ).



## Capítulo 5

---

### Realización en tiempo real

En este capítulo se analizan los requerimientos para la realización en tiempo real de las técnicas de imagen por coherencia de fase.

Si bien los factores de coherencia pueden calcularse y aplicarse tanto con los métodos *SAFT* como con *phased-array*, la práctica totalidad de los sistemas en tiempo real están basados en este último. Además, el procesamiento *SAFT* se realiza generalmente por software y, por tanto, el cálculo de los factores de coherencia se puede incluir directamente en los algoritmos de conformación. Es por estos motivos, que la presente discusión sobre la realización en tiempo real de los factores de coherencia está fundamentalmente dirigida a los sistemas *phased array*, en los cuales los datos de apertura sólo están disponibles en el hardware digital del conformador.

En primer lugar se presenta la arquitectura general de un conformador por coherencia de fase, y se analizan distintas formas de realización en función de la arquitectura del sistema. Seguidamente, se analizan los requerimientos para la realización en tiempo real de los factores de coherencia. Además, para el *FCS*, se propone una implementación sobre dispositivos de lógica programable (*FPGA*), basada en la arquitectura *SITAU* [Camacho, 2007b][Camacho, 2007c], desarrollada por nuestro grupo.

## 5.1 Arquitectura general de un conformador por coherencia de fase

La Figura 5.1 muestra el esquema general de un conformador phased array por coherencia de fase. A partir de los datos de apertura  $s_i$  y para cada instante  $k$ , se obtiene el factor de coherencia  $F[k]$  por el cual se multiplica cada muestra de salida del sumador  $S[k]$ . El Calculador de Coherencia de Fase, *CCF*, debe operar en tiempo real, esto es, la tasa de salida de la secuencia  $F[k]$  debe ser la misma que la de la señal  $S[k]$  que es, en general, una muestra por cada ciclo de reloj maestro del sistema.

Dado que la técnica propuesta no modifica significativamente la estructura de un conformador convencional, puede incluirse con relativa facilidad en los actuales sistemas de imagen ultrasónica, siempre que se disponga de recursos suficientes para el cálculo de los factores de coherencia. En este sentido, el factor de coherencia de signo resulta el más adecuado, ya que su realización física requiere muy pocos recursos hardware.

Para la realización directa del diagrama de la Figura 5.1, es necesario disponer de todas las señales  $s_i$  en el mismo dispositivo. En general, los sistemas de imagen acústica se

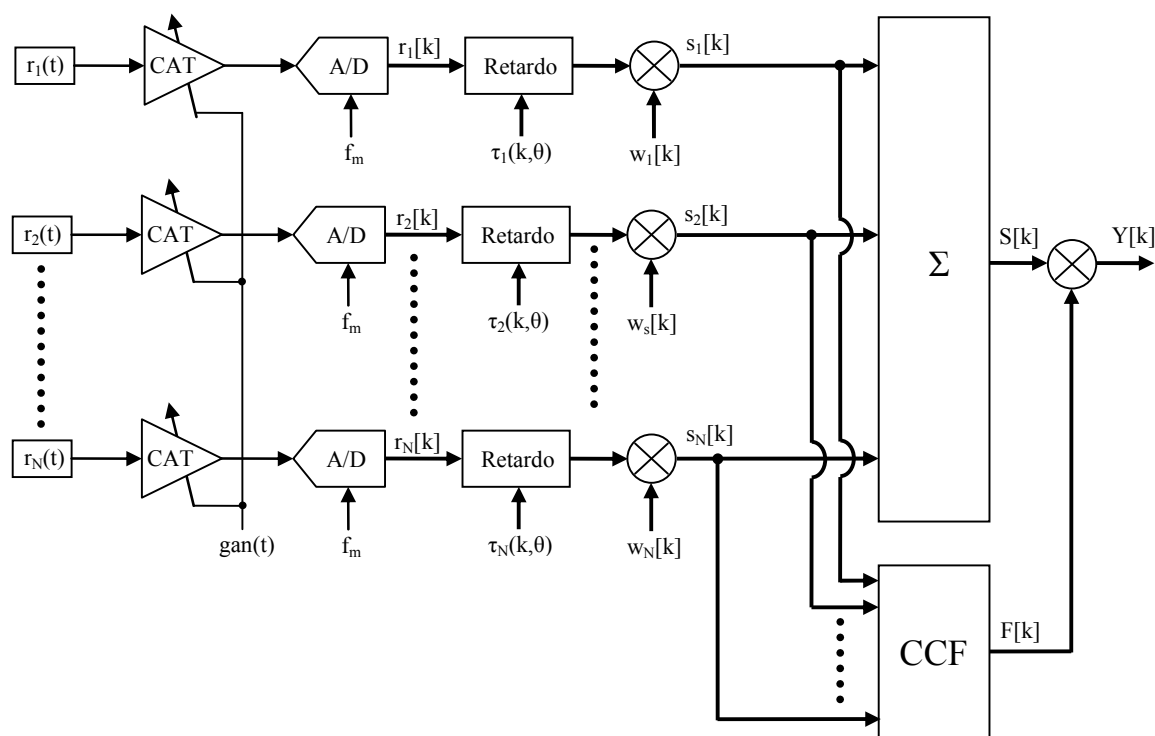


Figura 5.1 – Diagrama de bloques de un conformador de haz con coherencia de fase

implementan sobre arquitecturas modulares [Camacho, 2007a] [Camacho, 2009b], donde cada módulo se encarga de conformar las señales generadas por un subconjunto de elementos del array. Cuando se conectan en cascada, cada módulo suma la señal generada por el anterior con la generada por sus propios canales y transmite el resultado al siguiente módulo en la cadena, que realiza la misma operación. De esta forma, el último módulo entrega el resultado de la conformación de todos los canales.

Siguiendo el mismo esquema, el factor de coherencia puede calcularse para cada subconjunto de  $M$  elementos en cada módulo del sistema, y transferirse al módulo siguiente que lo combinará con el factor de coherencia parcial obtenido a partir de sus  $M$  canales. Así, el último módulo de la cadena multiplica la salida del conformador por el factor de coherencia resultante, calculado de forma distribuida a partir de los  $N$  elementos del array. Alternativamente, puede transferirse  $F[k]$  al procesador central del sistema, junto con la señal conformada, con lo cual se podría disponer de la imagen de coherencia además de la imagen convencional o de la resultante (producto de ambas).

Para calcular los factores de coherencia de manera distribuida, es necesario aumentar el volumen de los datos transferidos entre módulos ya que, además del resultado de la suma parcial de  $M$  elementos, hay que transferir el resultado parcial del factor de coherencia. El ancho de banda necesario depende del factor que se utilice. A continuación se analizan los requerimientos para todos ellos.

El  $FCF$  se basa en el cálculo de la desviación estándar de las fases de los datos de apertura. Desarrollando la ecuación (2.47) se obtiene:

$$\sigma_{\varphi} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N \varphi_i^2 - \frac{1}{N} \left( \sum_{i=1}^N \varphi_i \right)^2}{N}} \quad (5.1)$$

Esto es, la desviación estándar de las fases recibidas por los  $N$  elementos del array se puede calcular a partir de dos variables: el sumatorio de las fases  $SF$ , y el sumatorio de sus cuadrados  $SF2$ . En un sistema con  $P$  módulos, donde cada uno procesa las señales generadas por  $M$  elementos del array ( $N=P \cdot M$ ), estas dos variables se pueden calcular de forma acumulativa según:

$$SF = \sum_{j=0}^{P-1} \sum_{i=1}^M \varphi_{i+jM} = \sum_{j=0}^{P-1} sf_j \quad (5.2)$$

$$SF2 = \sum_{j=0}^{P-1} \sum_{i=1}^M \phi_{i+jM}^2 = \sum_{j=0}^{P-1} sf2_j \quad (5.3)$$

donde las variables  $sf_j$  y  $sf2_j$  representan la suma parcial, en el módulo  $j$ , de las fases y de sus cuadrados, respectivamente. Cada módulo calcula entonces las variables  $sf_j$  y  $sf2_j$  de los  $M$  canales que procesa, y suma el resultado con el recibido desde el módulo anterior, para después transferirlos al siguiente módulo en la cadena de procesamiento. De esta forma, el último módulo (o el procesador central) obtiene el  $FCF$  según:

$$FCF = \max \left( 0, 1 - \frac{1}{\sigma_U} \sqrt{\frac{SF2 - \frac{1}{N} SF}{N}} \right) \quad (5.4)$$

Suponiendo que las variables  $SF$  y  $SF2$  se representan con la misma resolución que la señal  $S$ , esta implementación requiere multiplicar por 3 el ancho de banda entre los módulos del sistema.

Para calcular el  $FCA$  es necesario “desenrollar” las fases recibidas. Esta operación puede realizarse parcialmente para los  $M$  canales de cada módulo siempre que se conozca la fase recibida por el último de los  $M$  elementos del módulo y, además, siempre que elementos consecutivos del array estén asignados a canales consecutivos en el sistema. Requiere por tanto, transmitir las variables  $SF$  y  $SF2$  (calculadas sobre las fases desenrolladas) y la fase recibida por el canal  $M$  del módulo anterior, con lo cual se multiplica por 4 el ancho de banda necesario.

Dado que para obtener el  $FCC$  es necesario calcular por separado la desviación estándar de la parte real e imaginaria de los vectores unitarios  $U_i$ , el ancho de banda se multiplica por 5, ya que además de la señal  $S$ , hay que transferir las variables  $SF$  y  $SF2$  tanto para la parte real como para la parte imaginaria de  $U_i$ .

Como se analizó en §2.4, el  $FCS$  presenta una simplificación notable, dado que la desviación estándar de una variable binaria se puede obtener a partir de su valor medio. Definiendo  $SB$  como el sumatorio del signo  $b$  de las señales recibidas:

$$SB = \sum_{j=0}^{P-1} \sum_{i=1}^M b_{i+jM} = \sum_{j=0}^{P-1} sb_j \quad (5.5)$$

Esto es, junto con cada muestra de la señal  $S$  solo hay que transferir la correspondiente suma parcial  $sb_j$ , y el último módulo de la cadena obtiene el  $FCS$  según:

$$FCS = 1 - \sqrt{1 - \left(\frac{1}{N} SB\right)^2} \quad (5.6)$$

De esta forma, para el cálculo distribuido del  $FCS$  es necesario tan solo duplicar el ancho de banda entre módulos y, por tanto, es más eficiente que los métodos basados en la fase de los datos de apertura.

Aumentar el ancho de banda entre módulos requiere elevar la velocidad de transferencia de datos o, alternativamente, el ancho de palabra del bus. Este último es un parámetro de diseño del hardware y, en general, no puede modificarse con facilidad. La frecuencia de transferencia de datos entre módulos suele depender del firmware del sistema y, dependiendo de las restricciones de consumo energético y la máxima velocidad de los dispositivos, podría incrementarse para implementar alguno de los factores de coherencia propuestos sobre los actuales sistemas de imagen ultrasónica.

Una alternativa que no requiere aumentar la tasa de transferencia de datos es calcular y aplicar los factores de coherencia para cada subconjunto de  $M$  elementos del array. Así, cada módulo calcula internamente el factor de coherencia a partir de los canales que procesa, y lo multiplica por la suma parcial de las  $M$  señales recibidas. Esta forma de operar es equivalente al *factor de coherencia parcial* en la técnica *SAFT* (ver §2.5), donde los factores de coherencia se calculan y aplican al resultado de la emisión con cada elemento del array. Al igual que en el caso de *SAFT*, utilizar menos señales para calcular los factores de coherencia hace que sean menos efectivos en la reducción del nivel de lóbulos laterales y de rejilla. Según el análisis realizado en §2.6, la mejora en ambos parámetros será de  $1/\sqrt{M}$  para el  $FCF$ , y de  $1/M$  para el  $FCC$ , y el  $FCS$ .

## 5.2 Realización de los factores basados en la fase

Para calcular los factores  $FCF$ ,  $FCC$  y  $FCA$ , es necesario contar con la fase instantánea de la señal recibida por cada elemento del array, que se obtiene según (2.46)



mediante la *transformada de Hilbert* de la señal real y la función *arcotangente*. Una vez obtenida la fase de los datos de apertura, el procesamiento posterior depende de cada factor.

La transformada de Hilbert en el dominio discreto se puede implementar mediante un filtro *FIR*, con función de transferencia  $h[k]$  según [Oppenheim, 1989]:

$$h[k] = \begin{cases} \frac{2}{\pi k} \sin\left(\frac{\pi}{2} k\right)^2 & \text{para } k \neq 0 \\ 0 & \text{para } k = 0 \end{cases} \quad (5.7)$$

Una característica de este tipo de filtros es que las muestras pares de  $h[k]$  valen 0, con lo cual, la cantidad de coeficientes necesarios se reduce a la mitad con respecto a un filtro genérico del mismo orden. Además, el hecho de que la respuesta al impulso sea anti-simétrica reduce aún más los requerimientos para su realización, ya que sólo hay que almacenar el valor absoluto de los coeficientes.

La respuesta en frecuencia de un filtro de Hilbert ideal (infinitos coeficientes) tiene módulo unidad para todas las frecuencias. Utilizando una cantidad finita de coeficientes para implementar (5.7) se consigue un retardo de grupo de  $90^\circ$ , pero el módulo de la función de transferencia no vale 1 para todas las frecuencias [Oppenheim, 1989].

A modo de ejemplo, la Figura 5.2 muestra el módulo de la respuesta en frecuencia con 17, 33 y 65 coeficientes, truncando (5.7) mediante una ventana de Hamming. Tiene un comportamiento paso-banda, ya que vale cero en  $f = 0$  y  $f = f_m/2$ , y presenta una respuesta

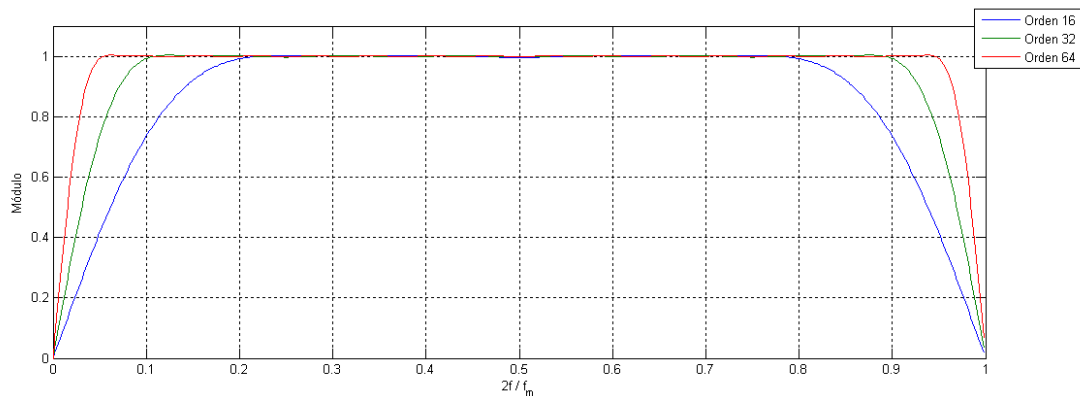


Figura 5.2 - Módulo de la respuesta en frecuencia (normalizada a la de Nyquist) de un filtro de Hilbert de orden 16 (azul), 32 (verde) y 64 (rojo).

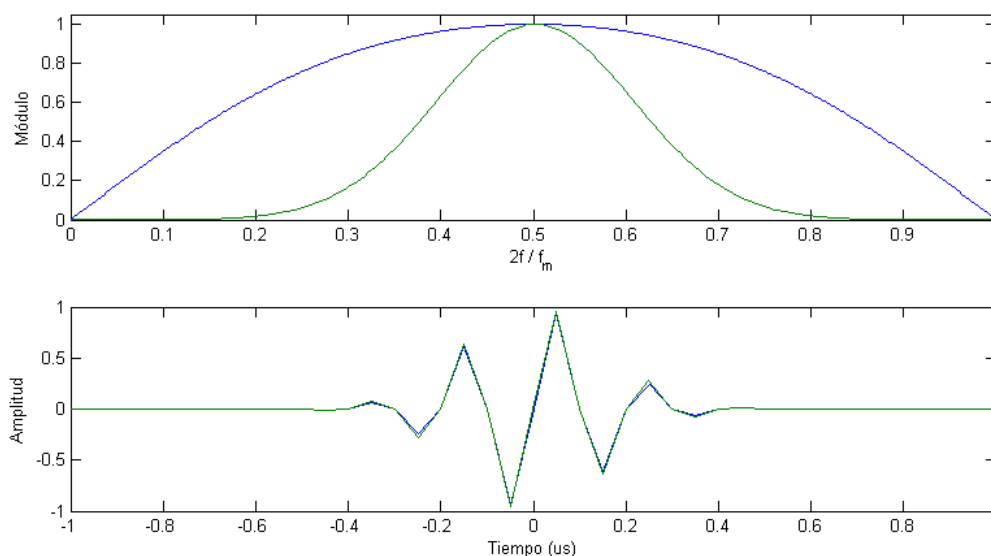


Figura 5.3 – (Arriba) Módulo de la respuesta en frecuencia de un filtro de Hilbert de 7 coeficientes (azul) y espectro de una señal gaussiana con  $bw = 50\%$  y  $f_m = 4f_s$ . (Abajo)

relativamente plana en la región central. Además, a medida que el orden del filtro aumenta, el módulo de su respuesta en frecuencia aproxima mejor a la del filtro ideal.

Un posible criterio de diseño para elegir la cantidad de coeficientes del filtro es ajustar su respuesta al ancho de banda de la etapa analógica de la electrónica de adquisición. Por ejemplo, en la tecnología *SITAU*, el ancho de banda está entre 0.8 MHz y 16 MHz, y la máxima frecuencia de muestreo es de 40 MHz. Para que el módulo de la respuesta del filtro de Hilbert no caiga más de 3 dB en la misma banda, son necesarios 39 coeficientes.

Este valor se reduce notablemente si la frecuencia de muestreo se elige en función de la frecuencia central del array, de forma que el espectro de las señales recibidas esté lo más centrado posible en el rango  $[0, f_m/2]$ , y así aprovechar mejor la banda pasante del filtro. A modo de ejemplo, para señales del 50 % de ancho de banda y con  $f_m = 4f_s$ , basta con utilizar 7 coeficientes para que la respuesta del filtro no caiga más de 3 dB en la región ocupada por el espectro de la señal. En el panel superior de la Figura 5.3 se muestra la respuesta en frecuencia del filtro (en azul) junto con el espectro de la señal real (en verde) para las condiciones antes citadas. En el panel inferior de la misma figura, se compara la salida del filtro (verde) con la señal ideal en cuadratura (azul), donde se aprecia un alto grado de coincidencia.

La fase instantánea se obtiene a partir de las señales en fase y cuadratura, por:

$$\varphi_i[k] = \tan^{-1} \left[ \frac{H(s_i[k])}{s_i[k]} \right] \quad (5.8)$$

Las funciones trigonométricas, y otras como la raíz cuadrada, pueden realizarse de manera muy eficiente y en tiempo real mediante algoritmos CORDIC (Coordinate Rotation Digital Computer) [Andraka, 1998]. Estos algoritmos iterativos, basados exclusivamente en desplazamientos binarios y sumas, son especialmente adecuados para su realización en dispositivos de lógica programable.

Otro bloque funcional compartido por todos los factores de coherencia es un calculador de la desviación estándar que, para  $N$  variables requiere  $N+2$  multiplicaciones,  $2N-1$  sumas y una raíz cuadrada (ecuación (5.1)). Su implementación con lógica programable depende fuertemente del dispositivo utilizado. En particular, disponer de multiplicadores en silicio reduce notablemente la cantidad de recursos necesarios, dado que esta operación es la que más lógica consume. Como regla general, la suma de  $N$  variables se puede realizar en tiempo real mediante una cascada de sumadores de dos entradas, con una latencia de  $\log_2 N$  ciclos de reloj.

Las restantes operaciones dependen del factor de coherencia que se utilice. En la Figura 5.4 se muestra, de forma esquemática, la cadena de procesamiento para todos ellos. El *FCF* requiere de un filtro para eliminar las variaciones con la profundidad, cuya implementación se analiza más adelante en este capítulo.

El *FCC* es el más costoso de implementar, ya que requiere calcular por separado la varianza del coseno y el seno de las fases de los datos de apertura y una raíz cuadrada para combinar los resultados. Como ya se comentó, los algoritmos CORDIC son especialmente adecuados para realizar estas funciones con lógica programable.

Si bien todas las operaciones citadas se pueden implementar en tiempo real sobre dispositivos de lógica programable, la cantidad de recursos necesarios puede ser demasiado elevada para la tecnología actual si el número de canales a procesar por cada dispositivo es elevado. Los procesadores gráficos en paralelo (GPUs), cuyo avance tecnológico en los últimos años ha sido notable, son una buena alternativa para implementar estos algoritmos.

Quizás el parámetro más importante en cuanto a la cantidad de recursos necesarios, es el número de bits con el que se representan las fases, ya que define la anchura de palabra de toda la cadena de procesamiento. En §2.4 se analizó el comportamiento de los factores de

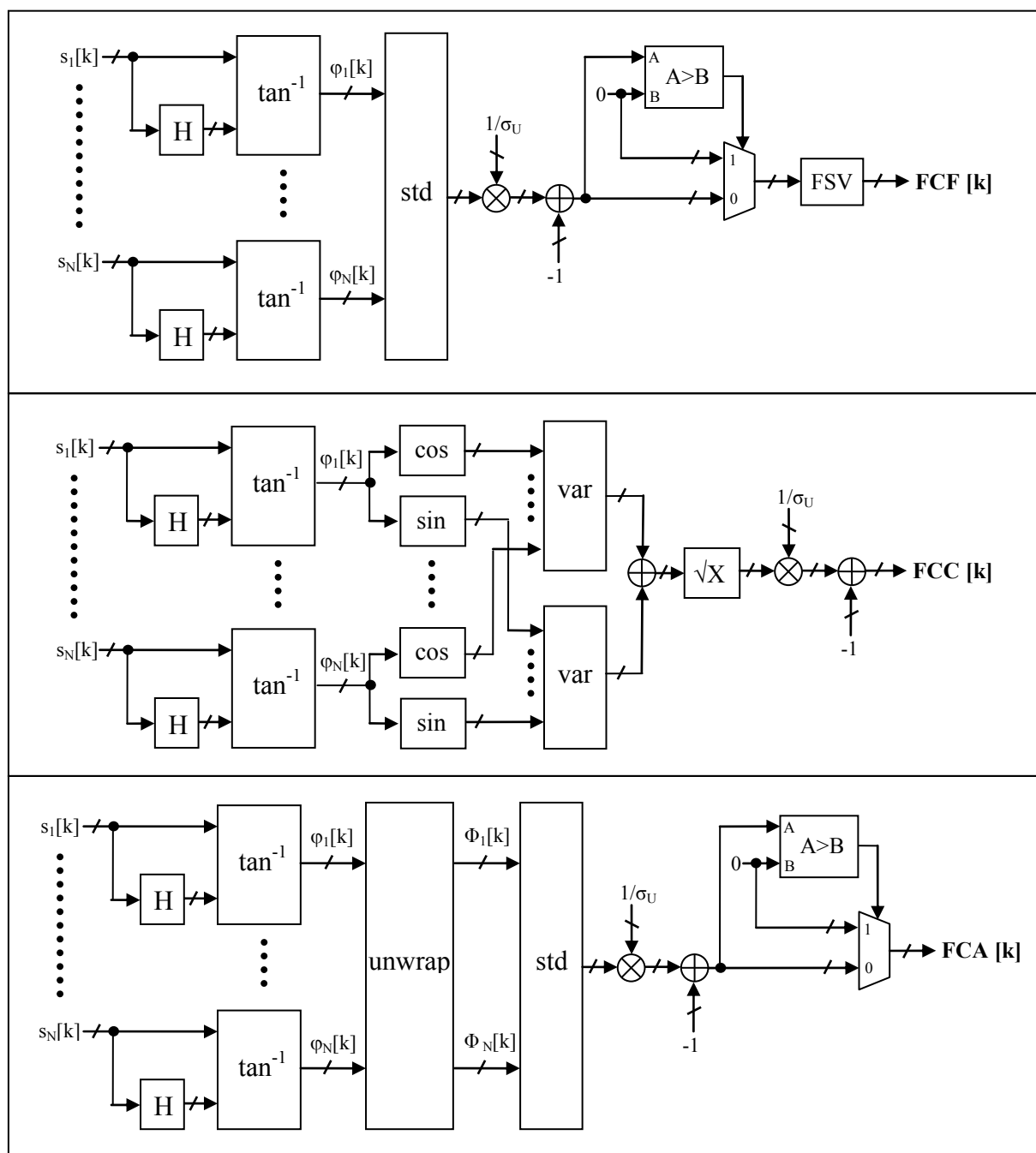


Figura 5.4 – Esquemas de implementación para los factores de coherencia basados en la fase: (Arriba)  $FCF$ , (Centro)  $FCC$  y (Abajo)  $FCA$ .

coherencia en función del número de bits utilizados para la discretización de las fases. Como fue descrito, los factores de coherencia son muy poco sensibles a este parámetro (por ejemplo, el error cuadrático medio es inferior a  $10^{-3}$  al utilizar 4 bits), lo cual derivó en la definición del factor de coherencia de signo como un caso extremo de discretización con un bit.

En los capítulos anteriores se demostró además que los resultados obtenidos con el *FCS* son similares, e incluso mejores en algunas situaciones, a los obtenidos con los factores basados en la fase.

### 5.3 Realización del factor de coherencia de signo *FCS*

El hecho de que el *FCS* se obtenga únicamente a partir del signo de los datos de apertura, introduce simplificaciones notables para su realización en tiempo real, que lo hacen especialmente atractivo para ser implementado sobre dispositivos de lógica programable.

Según (2.66), el *FCS* se obtiene a partir del signo  $b_i$  de los  $M$  datos de apertura según

$$FCS^p[k] = \left( 1 - \sqrt{1 - \left( \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M b_i[k] \right)^2} \right)^p \quad (5.9)$$

y, sustituyendo (5.5):

$$FCS^p[k] = \left( 1 - \sqrt{1 - \frac{1}{M^2} SB^2} \right)^p \quad (5.10)$$

Dado que la variable  $b_i$  sólo puede tomar los valores  $+1$  o  $-1$ , para facilitar la realización de los sumadores, se puede representar en complemento a dos mediante 2 bits ( $b_i = \{ '01', '11' \}$ ). La suma de los signos puede tomar  $M+1$  posibles valores entre  $-M$  y  $M$ , y teniendo en cuenta que  $SB^2 = |SB|^2$ , la cantidad de valores que puede tomar el *FCS* se reduce a  $M/2+1$  (p.ej. 65 para un array de 128 elementos).

Dado que el valor de  $M$  no es en general demasiado elevado, resulta muy eficiente implementar (5.10) mediante una tabla de búsqueda. Así, el valor absoluto de la suma de los signos  $|SB|$ , se utiliza como dirección a una memoria con  $M/2 + 1$  posiciones que contiene el valor del factor de coherencia expresado con la cantidad de bits necesaria según el formato de los datos de apertura.

La Figura 5.5 muestra un esquema de esta implementación. Los bloques *BC* extraen el signo  $b_i$  de las señales  $s_i[k]$ , expresado con 2 bits en complemento a 2. Esta operación no es

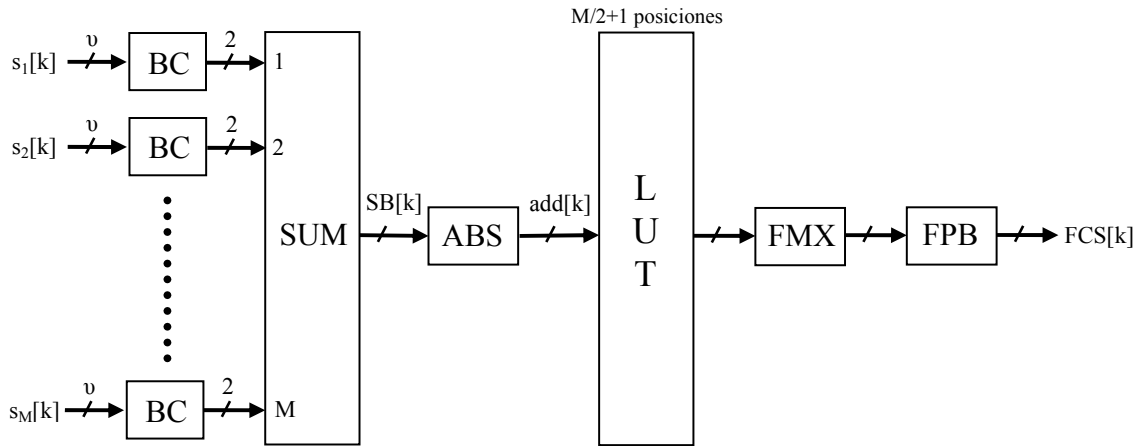


Figura 5.5 – Esquema de bloques para el cálculo del  $FCS$  basado en una tabla de búsqueda.

más que asignar el bit de signo de  $s_i$  al bit 1 de  $b_i$  y un 1 al bit 0 de  $b_i$ . El bloque  $SUM$  es un sumador convencional con  $M$  entradas de 2 bits, que se puede implementar en tiempo real como una cascada de  $M-1$  sumadores de dos entradas con una latencia de  $\log_2(M)_{\downarrow}$  ciclos de reloj. La cantidad de bits a la salida del sumador es, como máximo,  $\log_2(M)_{\uparrow} + 2$  (p.ej., 9 bits para un array de 128 elementos).

El bloque  $ABS$  toma el valor absoluto de la suma. Este valor, dividido entre dos, se utiliza como dirección para una tabla de búsqueda con  $M/2+1$  posiciones, cuyo contenido es el resultado de evaluar (5.10) para los posibles valores de  $SB$ . Si la condición  $SB=0$  (que da como resultado  $FCS=1$ ) se detecta por separado, la cantidad de posiciones de la tabla se reduce a  $M/2$ , que es una potencia de 2 si  $M$  también lo es. Además, si se implementa en memoria  $RAM$  puede recargarse cada vez que el usuario modifica el parámetro  $p$ .

Dado que el  $FCS$  toma valores entre 0 y 1, es conveniente representarlo en aritmética fraccional. El mínimo valor se da cuando la mitad menos uno de los signos son iguales ( $|SB|=2$ ) y, por tanto, la cantidad de bits necesaria para representar el  $FCS$  se obtiene en función de los parámetros  $M$  y  $p$  como:

$$v_{FCS} = \left\lceil -\log_2 \left( \left( 1 - \sqrt{1 - \frac{4}{M^2}} \right)^p \right) \right\rceil \quad (5.11)$$

Por ejemplo, para  $M=128$  y  $p=1$  son necesarios 13 bits para representar todos los posibles valores del  $FCS$ .

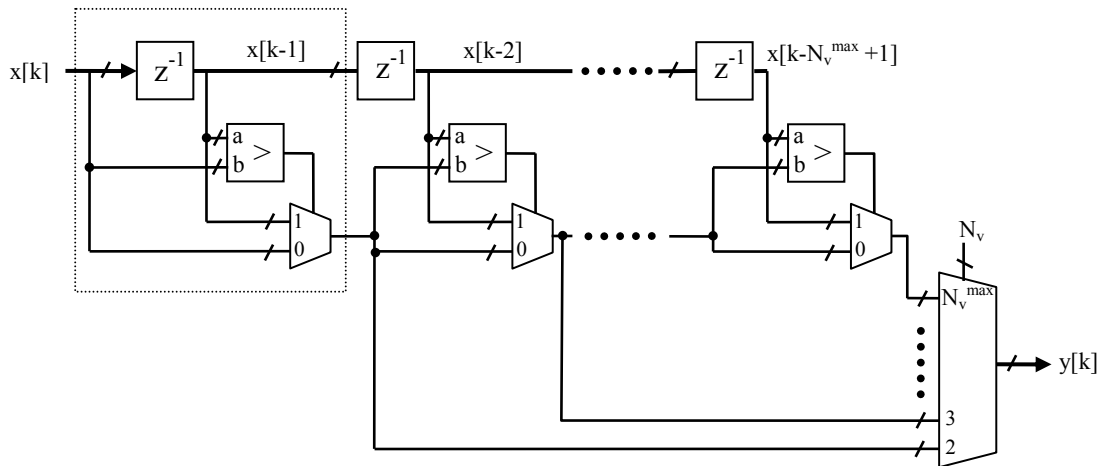


Figura 5.6 – Esquema de un filtro digital de máximo móvil en paralelo

El bloque *FMX* implementa el filtro no lineal descrito por (3.11), que detecta el máximo valor del *FCS* en una ventana móvil cuyo tamaño  $N_v$  depende de la relación entre la frecuencia de muestreo  $f_m$  y la frecuencia central del array  $f_s$  según:

$$N_v = \frac{f_m}{2f_s} \quad (5.12)$$

Si se utilizan filtros de interpolación para aplicar los retardos de focalización, la frecuencia de muestreo puede ajustarse para cumplir de manera estricta con el criterio de Nyquist, lo cual reduce también la cantidad de etapas del filtro de máximo móvil. A modo de ejemplo, con  $f_m = 8f_s$  se obtiene  $N_v = 4$ .

La Figura 5.6 detalla una posible realización de *FMX*, donde cada etapa del filtro está compuesta por un elemento de retardo, un comparador y un multiplexor. La primera (rectángulo con línea de puntos) entrega el máximo valor entre las muestras  $x[k]$  y  $x[k-1]$ . Las restantes etapas calculan el máximo entre la salida de la etapa anterior y la correspondiente muestra de la señal, con lo cual, la salida de la última etapa corresponde al máximo valor entre  $N_v^{\max}$  muestras consecutivas. Dado que, tanto la frecuencia de muestreo como la del array son parámetros variables, se incluye un multiplexor para seleccionar el tamaño  $N_v$  de la ventana de cálculo, que puede tomar cualquier valor entre 2 y  $N_v^{\max}$ .

El esquema de la Figura 5.6 opera en tiempo real, y además, con una latencia de tan solo un ciclo de reloj. Como contrapartida, el tiempo de propagación en el camino crítico entre la entrada y la salida puede resultar elevado, sobre todo para valores altos del  $N_v^{\max}$ . La Figura

5.7 muestra una realización equivalente en cuanto a la cantidad de comparadores y multiplexores ( $N_v^{max} - 1$ ), en la que se introducen retardos adicionales para reducir el tiempo de propagación del camino crítico. Como contrapartida, se introduce una latencia de  $\log_2(N_v)_\downarrow$  ciclos de reloj y el tamaño de la ventana sólo puede ser par. Dependiendo de las restricciones de velocidad impuestas por el dispositivo utilizado, se puede optar por una combinación de las dos realizaciones.

En [Pitas, 1989] se propone un algoritmo sumamente eficiente para implementar este tipo de filtros. Si el tamaño de la ventana es una potencia de dos ( $N_v^{max} = 2^l$ ), su realización en tiempo real requiere tan solo  $l$  comparadores y  $N_v^{max} - 1$  elementos de retardo. Además, su estructura secuencial permite obtener fácilmente las señales filtradas con tamaños de ventana menores a  $N_v^{max}$ , siempre que también sean potencias de dos. La Figura 5.8 muestra, a modo

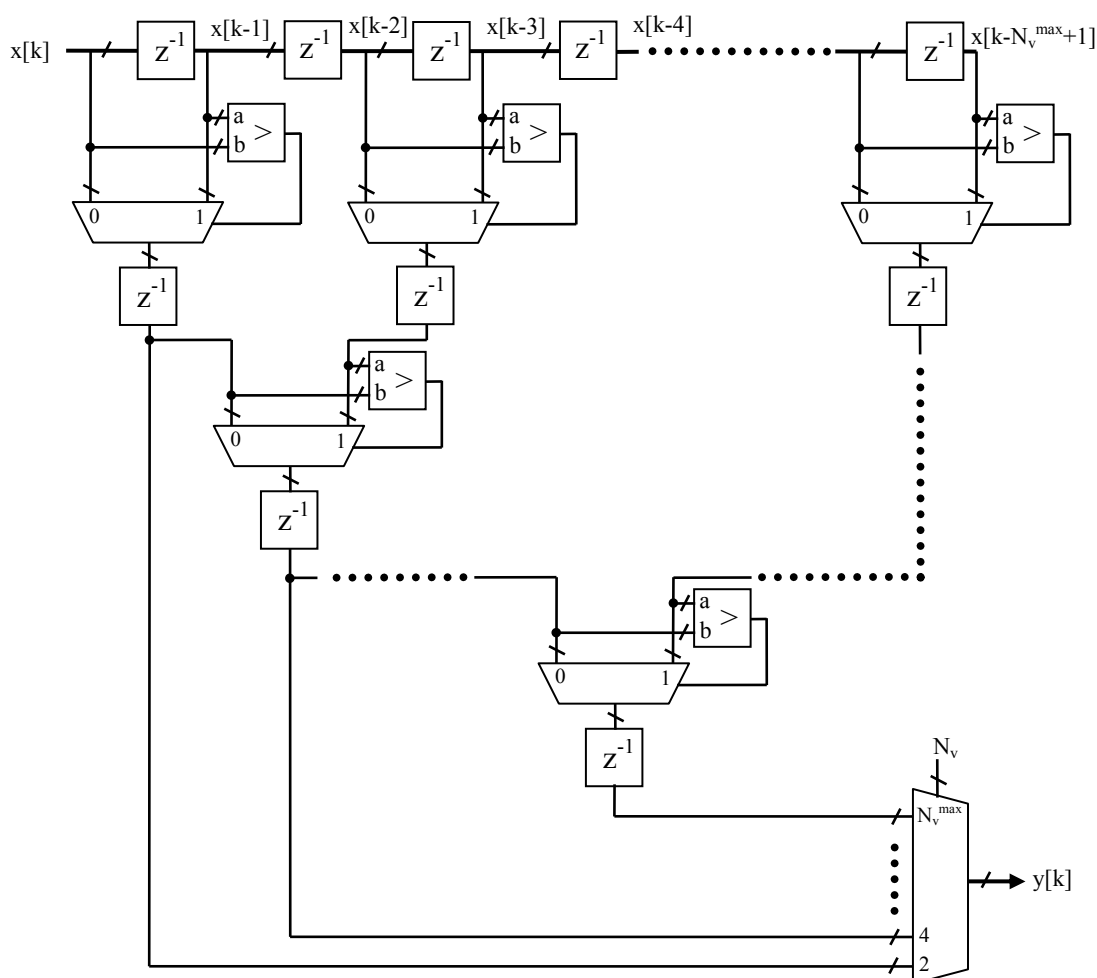


Figura 5.7 – Esquema de un filtro digital de máximo móvil en cascada



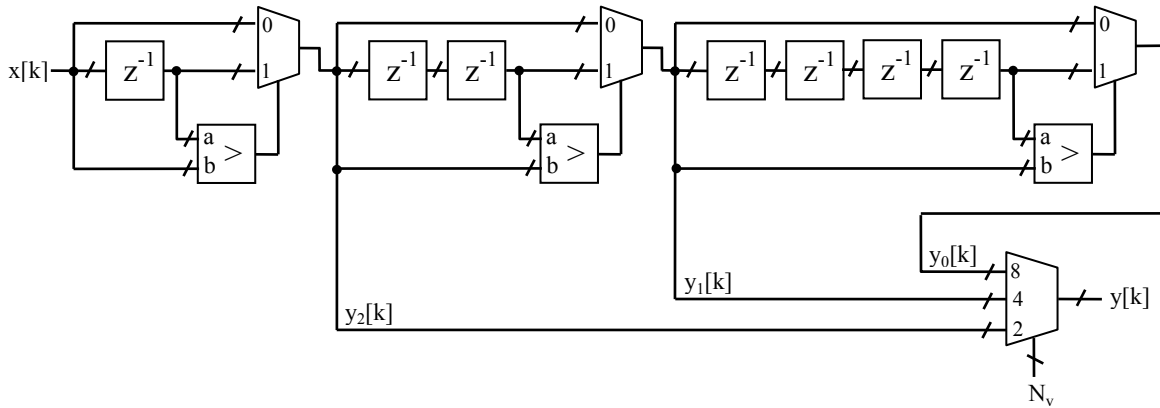


Figura 5.8 – Esquema de un filtro digital de máximo móvil según [Pitas, 1989], con  $N_v^{max}=8$ .

de ejemplo, la realización para el caso  $N_v^{max}=8$ . A partir de la señal  $x[k]$  se generan dos secuencias intermedias  $y_2[k]$  e  $y_1[k]$  según:

$$y_2[k] = \max(x[k], x[k-1]) \quad (5.13)$$

$$y_1[k] = \max(y_2[k], y_2[k-2]) \quad (5.14)$$

y la salida  $y[k]$  según:

$$y[k] = \max(y_1[k], y_1[k-4]) \quad (5.15)$$

Esto es, las señales  $y[k]$ ,  $y_1[k]$  e  $y_2[k]$  corresponden al máximo de la señal  $x[k]$  en ventanas de tamaño  $N_v=8$ , 4 y 2 respectivamente. De forma general, la señal  $y_j[k]$  es la salida de un filtro de tamaño de ventana  $N_v=2^{l-j}$ . Como se muestra en [Pitas, 1989], este algoritmo puede extenderse fácilmente al caso en que  $N_v^{max}$  no sea una potencia de dos, pero los tamaños de ventana de las señales intermedias dependerán de la implementación elegida, es decir, de la forma en que el conjunto de  $N_v^{max}$  muestras consecutivas se divide en intervalos más pequeños.

El último bloque del esquema de la Figura 5.5 es un filtro paso-bajo, cuya función consiste en suavizar las transiciones que presenta el FCS. En §3.2.1.2 se utilizó un filtro FIR de 31 coeficientes y frecuencia de corte  $f_m/2$ , con buenos resultados. Este tipo de filtros se pueden implementar de forma relativamente eficiente en dispositivos FPGA mediante aritmética distribuida [Peled, 1974][Xilinx, 2005] y no presentan problemas de estabilidad, como sucede con los filtros IIR (Infinite Impulse Response). Además, la disponibilidad creciente de celdas

que incluyen multiplicadores y sumadores en los dispositivos FPGA de más reciente generación, también facilita la realización de filtros digitales genéricos. Sin embargo, debido a que la frecuencia de corte debe ser programable, es necesario implementar los mecanismos para recargar los coeficientes del filtro (con valores arbitrarios), lo cual puede consumir una cierta cantidad de recursos.

El diseño y la implementación de filtros digitales han sido ampliamente abordados en la literatura especializada, pero resulta de interés considerar aquí un tipo particular de filtros paso-bajo: el denominado “filtro de media móvil”. Este filtro tiene ventajas importantes frente a otras implementaciones [Smith, 1999]: todos los coeficientes son iguales, tiene la respuesta temporal más rápida posible, es estable y posee una realización recursiva sumamente eficiente y adecuada para ser implementada en dispositivos *FPGA*.

La función de transferencia de un filtro de media móvil con tamaño de ventana  $N_v$  y frecuencia de muestreo  $f_m$  es [Oppenheim, 1989]:

$$H(f) = \frac{\sin\left(2\pi \frac{N_v f}{f_m}\right)}{N_v \sin\left(2\pi \frac{f}{f_m}\right)} \quad (5.16)$$

que vale 1 para  $f=0$  y decrece al aumentar  $f$ . Implementa, por tanto, un filtro paso-bajo, con la particularidad de que vale cero para

$$f_z = n \frac{f_m}{2N_v} \quad \text{con } n = \pm 1, 2, 3, \dots \quad (5.17)$$

Un criterio de diseño adecuado es hacer coincidir el primer cero de (5.16) con la frecuencia central del array, para atenuar las componentes de frecuencia superiores a la de la envolvente de la señal recibida. Tomando  $f_z = f_s$  y  $n=1$  en (5.17) se obtiene

$$N_v = \frac{f_m}{2f_s} \quad (5.18)$$

Este valor coincide con el tamaño de ventana óptimo para el filtro de máximo móvil *FMX* (5.12) lo cual resulta muy conveniente ya que el mismo parámetro puede ser compartido por ambos filtros. Además, si la tasa de sobremuestreo no es muy elevada, la cantidad de recursos hardware necesarios es mucho menor que para un paso-bajos *FIR* de características similares.

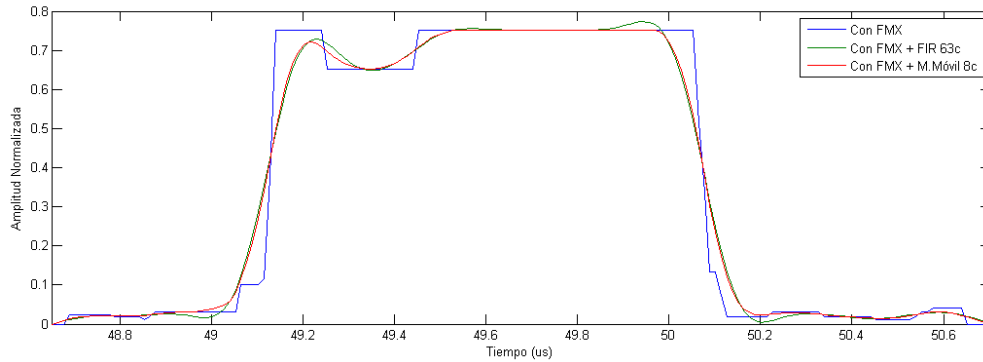


Figura 5.9 - *FCS* a la salida del filtro de máximo móvil (azul) y después de aplicar un paso-bajos *FIR* de 63 coeficientes (verde) y un filtro de media móvil de 8 muestras (rojo).

A modo de ejemplo, en la Figura 5.9 se compara el resultado de aplicar un filtro *FIR* de 31 coeficientes y frecuencia de corte  $f_s/2$  con uno de media móvil y  $N_v=8$  (los parámetros de simulación son los mismos utilizados para la Figura 3.14). Se comprueba que ambos filtros producen una salida muy similar.

La salida  $y[k]$  de un filtro de media móvil con tamaño de ventana  $N_v$  en función de la señal de entrada  $x[k]$  es, en su forma causal:

$$y[k] = \frac{1}{N_v} \sum_{j=0}^{N_v-1} x[k-j] \quad (5.19)$$

Si bien puede realizarse mediante un filtro *FIR* con  $N_v$  coeficientes iguales, existe una implementación recursiva más eficiente, y que permite configurar fácilmente el tamaño de la ventana de promediado. Reescribiendo (5.19) se obtiene

$$y[k] = \frac{1}{N_v} Y[k] = \frac{1}{N_v} (Y[k-1] + x[k] - x[k-N_v]) \quad (5.20)$$

cuya realización en tiempo real se muestra en la Figura 5.10, utilizando dos sumadores, un acumulador y una línea de retardos programable. Además, el multiplicador que efectúa la operación  $1/N_v$  se reduce a un desplazamiento binario si la longitud del filtro es una potencia de dos. El motivo de colocar el divisor al final de la cadena de procesamiento es mantener la máxima resolución posible y, para ello, la cantidad de bits de los sumadores y el acumulador debe permitir representar la suma de  $N_v$  muestras sin saturación.

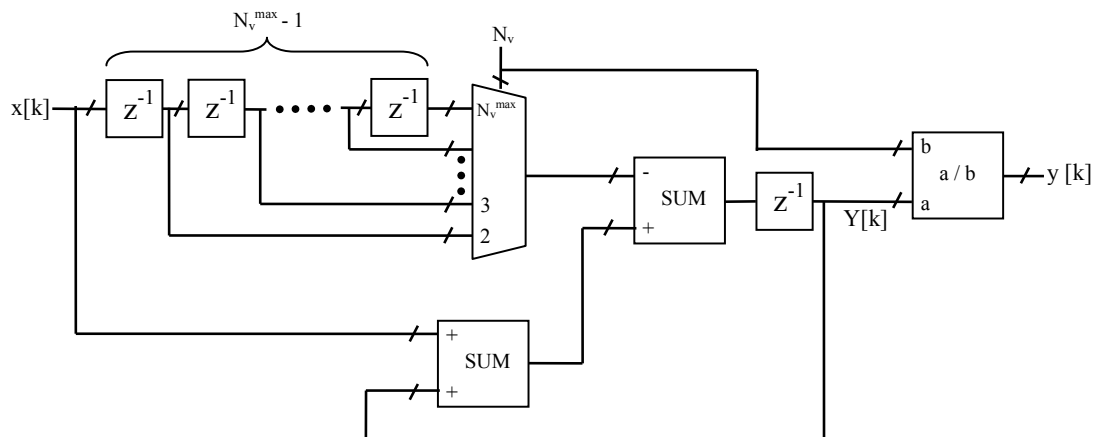


Figura 5.10 – Esquema de un filtro digital de media móvil y ancho de ventana programable

En un sistema modular, si el *FCS* se calcula y aplica para cada subconjunto de  $M$  canales, es necesario implementar el esquema completo de la Figura 5.5 en cada módulo del sistema. Si el *FCS* se calcula sobre los  $N$  datos de apertura, en cada módulo sólo hay que implementar los bloques *BC* y el sumador con  $M$  entradas, mientras que la memoria y los filtros se implementan en el último módulo de la cadena de procesamiento o, incluso por software en el procesador central del sistema. De esta forma se reducen al mínimo los recursos necesarios, a costa de duplicar el ancho de banda entre módulos.

#### 5.4 Realización en tiempo real del FCS sobre la tecnología SITAU

Como se ha descrito, todos los factores de coherencia pueden realizarse en tiempo real, y por tanto, pueden incluirse en los actuales conformadores *phased array* cuando se dispone de suficientes recursos. En particular, el *factor de coherencia de signo* resulta el más atractivo ya que al operar con el signo de los datos de apertura requiere muy pocos recursos para su implementación, además de proporcionar resultados comparables a los de los factores de coherencia de fase, cuya realización es mucho más compleja.

En este apartado se analizan los requerimientos y se propone una realización en tiempo real del *FCS* sobre la tecnología *SITAU* (Sistema de Imagen con Tecnología de Arrays Ultrasónicos), desarrollada por nuestro grupo.

### 5.4.1 Breve descripción de la tecnología SITAU

Si bien en el trabajo tutelado (DEA), el autor de esta Tesis describe en detalle la arquitectura de la tecnología *SITAU* y del protocolo *AMPLIA* [Camacho, 2007b], resulta conveniente presentar aquí un resumen de los aspectos más relevantes para la incorporación del *FCS*.

La topología general de la arquitectura *AMPLIA* se muestra en la Figura 5.11. Está formada por tres componentes fundamentales: Una *Unidad de Control e Interfaz (UCI)*, un *bus segmentado bidireccional* de 32 bits y *Módulos de Procesamiento (MPx)*. La estructura en forma de árbol determina dos tipos de módulos: *Módulos de Procesamiento Base (MPB)* y *Módulos de procesamiento de Rama (MPR)*. Los primeros poseen 3 puertos, dos de ellos conectados a los *nodos* adyacentes y el tercero a una cadena de *módulos de rama*.

En general, cada módulo se encarga de controlar un subconjunto de elementos del array. Además de la electrónica digital de control del bus, pueden contener la electrónica analógica para la excitación de los elementos y la amplificación de las señales recibidas. En general cuentan con circuitos digitalizadores y dispositivos de procesamiento de señal que permiten implementar la conformación digital del haz. Sin embargo, esta misma arquitectura puede utilizarse para almacenar de forma independiente las señales recibidas por cada elemento, para enviarlas a un ordenador que realice la composición *fuera de línea*. Con esta segunda opción, se puede realizar cualquier tipo de imagen *SAFT*  $n_p(n_E, n_R)$  y ha sido utilizada en la

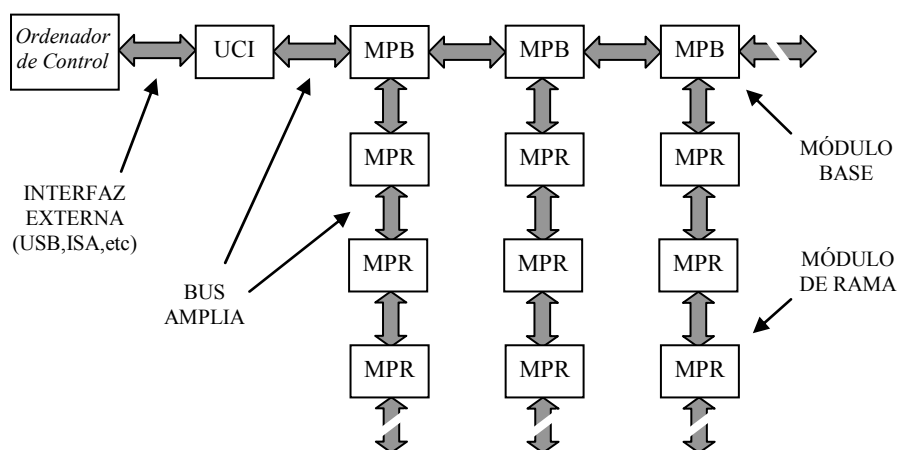


Figura 5.11 – Esquema general de un sistema AMPLIA

parte experimental de esta Tesis Doctoral.

El *bus AMPLIA* está segmentado, de forma que cada módulo regenera las señales recibidas antes de enviarlas al módulo siguiente, incluyendo el reloj maestro, evitando los problemas de *carga capacitiva* y *fanout* de los buses compartidos. Aunque en AMPLIA no se define la tecnología a utilizar, la misma debe ser capaz de lograr una buena sincronización entre el reloj de entrada y el de salida en cada módulo, porque de ello depende la coherencia temporal del sistema. Los dispositivos de lógica programable (FGPAs) recientes proporcionan mecanismos que facilitan la sincronización en fase de ambos relojes con errores de décimas de ns. Además, al soportar diseños concurrentes, son los dispositivos más adecuados para implementar módulos AMPLIA.

Cada módulo regenera las señales del bus insertando una latencia de 1 ciclo de reloj maestro. El reloj también se regenera y existe un mecanismo automático de compensación de retardo, basado en la posición de cada módulo, para que todo el sistema pueda tener un origen de tiempos común, necesario en ciertos procesos como la conformación del haz. La coherencia temporal es muy elevada (errores inferiores a 1 ns cualesquiera que sea el tamaño del sistema [Camacho, 2007d]).

Un componente fundamental es la *unidad de control e interfaz (UCI)*. Su función principal es reducir la influencia del *ordenador de control* en la operación del sistema. Para que el funcionamiento sea independiente del protocolo de comunicaciones elegido, se implementó un *punto de interfaz* que traduce la información desde el protocolo utilizado con el *ordenador de control* al protocolo AMPLIA. De esta forma, el procesamiento de señal y el control del sistema están desacoplados del ordenador de control y sólo la velocidad en la transferencia de datos depende de la interfaz utilizada (*USB, PC-104, PCI, etc.*).

La *UCI* está preparada para funcionar de forma autónoma. Para ello cuenta con un *procesador de instrucciones* y una *memoria de programa*, que permiten configurar una secuencia de operación basada en el reloj del sistema o en fuentes de disparo externas (*ej: encoder de posición, trigger, etc.*). De esta forma, una vez que el programa de la *UCI* entra en ejecución, el ordenador de control se puede limitar a recoger los datos almacenados y representar las imágenes.

El funcionamiento de un sistema AMPLIA se divide en 3 fases:

1. *Fase de Configuración:* El *ordenador de control* configura los módulos con el firmware correspondiente y ejecuta un ciclo de numeración.
2. *Fase de Programación:* El *ordenador de control* programa los parámetros de operación mediante escrituras en los registros internos de los módulos, y escribe en la *UCI* el programa a ejecutar.
3. *Fase de Ejecución:* El *ordenador de control* pone en ejecución el programa de la *UCI*. Durante esta fase, el *ordenador de control* puede acceder a los resultados mediante un sistema de arbitraje de memoria, que protege la integridad de los datos y asegura que los recibidos por el ordenador sean válidos. Un programa de operación típico para la generación de imágenes acústicas consiste en los siguientes pasos:
  - a. La *UCI* propaga hacia el sistema la orden de comenzar el procesamiento mediante una señal de control en el bus. Cada módulo, tras esperar una cantidad de ciclos que depende de su posición, comienza la excitación de los elementos del transductor según una *ley focal en emisión*. De forma concurrente realiza la *conformación del haz* aplicando los retardos correspondientes sobre las señales digitalizadas (focalización dinámica). El resultado de la conformación se combina, en tiempo real y a la frecuencia del reloj maestro, con el resultado de la conformación del módulo anterior y se envía al siguiente módulo en la cadena de procesamiento. Finalmente, la secuencia correspondiente a la señal conformada es recibida por la *UCI* que almacena los resultados en su memoria interna.
  - b. Cuando la *UCI* detecta el final de la adquisición, termina la *fase de procesamiento*. En este momento, la *UCI* puede actualizar parámetros de operación mediante escrituras sobre los registros internos de los módulos.
  - c. En general, antes de iniciar la adquisición y procesamiento de otra línea de la imagen, la *UCI* espera un cierto tiempo (*PRF: Pulse Repetition Frequency*) basándose en un temporizador interno. Si la adquisición se realiza sincronizada a eventos externos (señal de disparo, posición de un encoder, etc.), la *UCI* puede

iniciar el siguiente ciclo de adquisición y procesamiento tan pronto como se active el evento correspondiente, sin intervención del software en el ordenador de control.

- d. Cuando finaliza la adquisición de una imagen se puede repetir el proceso desde el paso *a* de forma inmediata o esperando a que el ordenador de control lea la imagen actual desde la memoria de la UCI.

Este modo de funcionamiento permite que el sistema trabaje de forma autónoma, independiente del *ordenador de control* y la interfaz utilizada, manteniendo una temporización estricta. Los procesos de *adquisición* y *transferencia de datos* son concurrentes.

La tecnología SITAU, basada en la arquitectura AMPLIA trabaja con un reloj maestro de frecuencia  $f_{ck} = 40 \text{ MHz}$ , y el protocolo de comunicación con el *ordenador de control* es *USB 2.0*. Cada *módulo de rama* controla 8 elementos del array, y 4 de estos módulos se conectan en cascada en cada *módulo base*. De esta forma, cada rama de la estructura AMPLIA controla

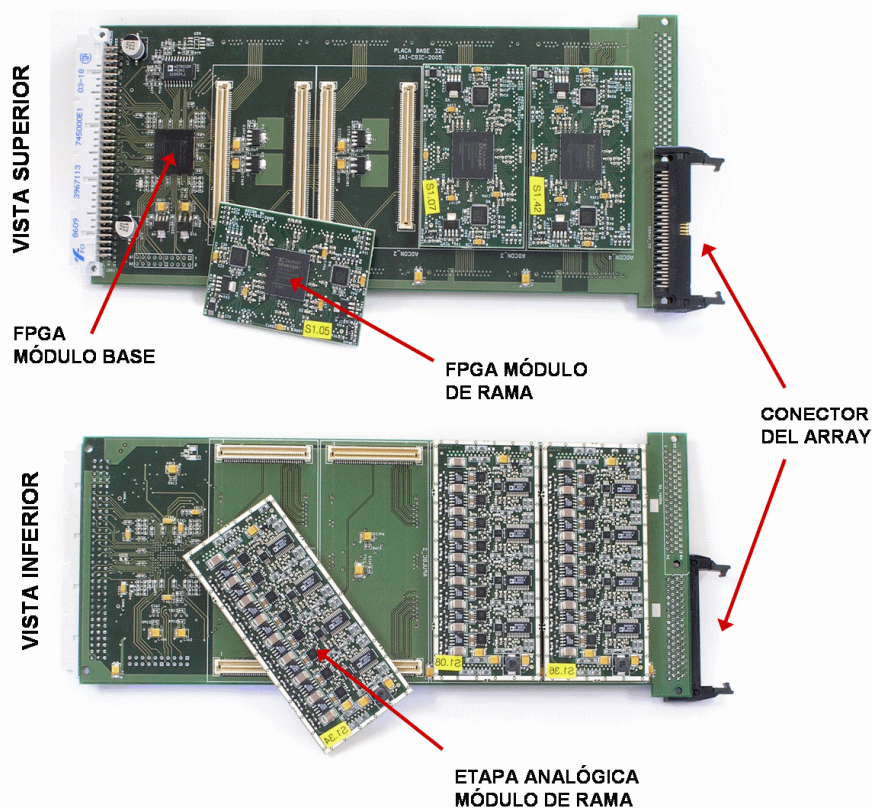


Figura 5.12 – Imágenes de los módulos base y de rama de la tecnología SITAU.



32 elementos del array (Figura 5.12).

Cada *módulo de rama* está físicamente implementado en dos circuitos impresos. Uno digital (basado en una FPGA Spartan 3 XC3S1000, Xilinx, San José, EEUU) que gestiona el bus, y otro que realiza la conversión analógica-digital y posee capacidad para realizar la conformación digital del haz. Estos dispositivos aportan gran flexibilidad, ya que pueden ser fácilmente reconfigurados para implementar distintos modos de operación. Además, aseguran una excelente sincronización de los relojes de entrada y salida mediante circuitos dedicados (*Digital Clock Managers*). La conversión analógico-digital se lleva a cabo por conversores de 12 bits y 40 Msps. La principal característica de estos dispositivos es su salida diferencial (LVDS), que reduce la cantidad de líneas de señal y los pines necesarios en la FPGA. Cada conversor contiene 4 canales que comparten el mismo reloj de muestreo. La tarjeta analógica

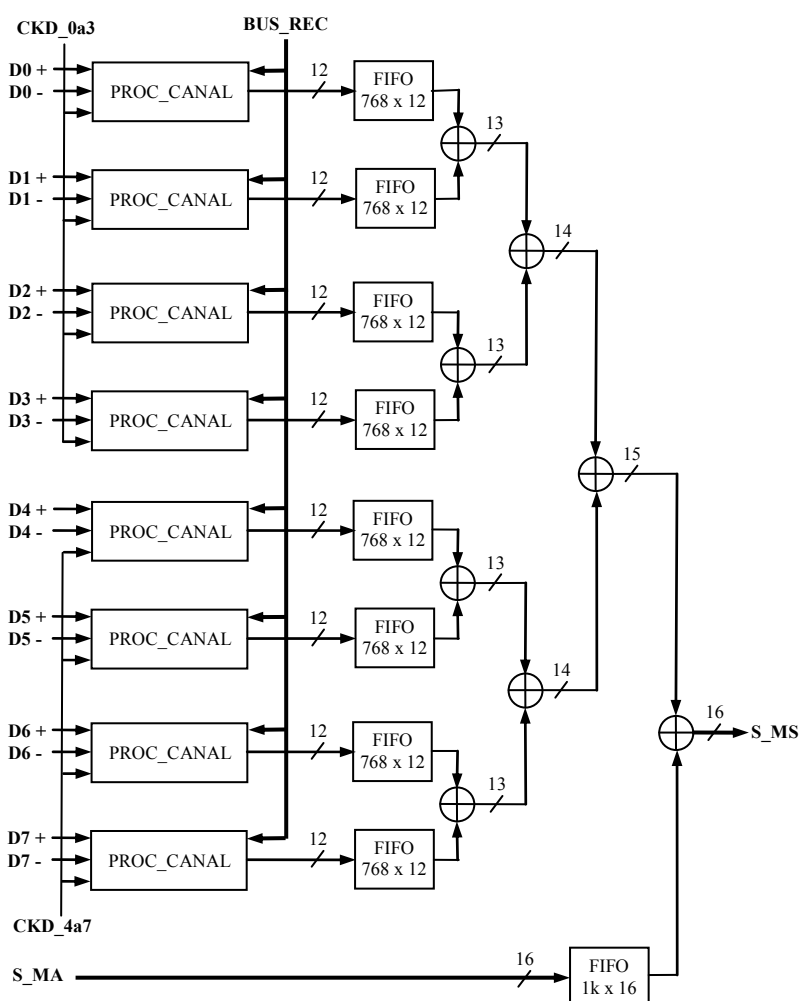


Figura 5.13 – Esquema del conformador en recepción en la tecnología SITAU

de estos módulos contiene circuitos de alta tensión (hasta 200 V) para la excitación de los elementos del array, duplexores y amplificadores de alta ganancia y ancho de banda para la recepción de señales.

Los *módulos base* también están basados en una FPGA (mismo modelo que en los *MPR*) y están implementados sobre un circuito impreso que otorga soporte mecánico y conectividad a los 4 módulos de la rama. De esta forma, cada una de estas tarjetas es un sistema de ultrasonidos completo de 32 canales, que pueden conectarse a un *backplane* para manejar arrays de mayor tamaño.

El algoritmo de conformación del haz en recepción está implementado también de forma distribuida en las *FPGAs*. Cada *módulo de rama* excita los 8 elementos del array que tiene conectados, aplicando una ley focal para conformar el haz en emisión. En recepción (Figura 5.13), digitaliza las 8 señales y aplica los retardos de focalización dinámica, para después almacenar cada traza en memorias *FIFO* que absorban las diferencias en el comienzo de la adquisición de cada canal. Por la misma razón, las muestras generadas por el módulo anterior en la cadena de procesamiento también se almacenan en una memoria *FIFO*. Cuando todas

<b>DEVICE UTILIZATION SUMMARY</b>			
<b>Logic Utilization</b>	<b>Used</b>	<b>Available</b>	<b>Utilization</b>
Number of Slice Flip Flops	11,596	15,360	75%
Number of 4 input LUTs	10,799	15,360	70%
<b>Logic Distribution</b>			
Number of occupied Slices	7,621	7,680	99%
Number of Slices containing only related logic	7,621	7,621	100%
Number of Slices containing unrelated logic	0	7,621	0%
<b>Total Number 4 input LUTs</b>	<b>12,096</b>	<b>15,360</b>	<b>78%</b>
Number used as logic	10,799		
Number used as a route-thru	120		
Number used for Dual Port RAMs	1,056		
Number used as Shift registers	121		
Number of bonded IOBs	117	173	67%
IOB Flip Flops	132		
IOB Master Pads	12		
IOB Slave Pads	12		
IOB Dual-Data Rate Flops	1		
Number of Block RAMs	23	24	96%
Number of MULT18X18s	9	24	37%
Number of GCLKs	8	8	100%
Number of DCMs	3	4	75%
<b>Total equivalent gate count for design</b>	<b>1,884,721</b>		

Tabla 5.1 – Reporte de utilización de recursos para la FPGA del Módulo de Rama (Spartan 3 XC3S1000) extraído del software de desarrollo ISE® (Xilinx, San José, EEUU)

las memorias contienen una muestra válida, se extraen y se combinan mediante una cascada de sumadores, y se transfieren al siguiente módulo en la cadena de procesamiento. Además de la lógica necesaria para realizar esta operación, se implementaron los mecanismos necesarios para almacenar los parámetros de operación de cada canal para toda la imagen (hasta 256 líneas), y la lógica de control del bus *AMPLIA*.

Los *módulos base* operan de manera similar, almacenando en memorias *FIFO* las señales recibidas desde su rama y desde la base anterior. Una vez que cuentan con dos muestras válidas, las extraen de la memoria y las suman, transfiriendo el resultado al módulo siguiente. Además, el último módulo en la cadena de procesamiento implementa funciones que operan sobre la señal conformada, como el filtrado paso-banda, la detección de envolvente o el reductor de datos.

La Tabla 5.1 y la Tabla 5.2 resumen los recursos hardware utilizados en las *FPGA* del sistema. En el caso de los *módulos de rama* se utilizan el 75% del total de las compuertas lógicas y flip-flops del dispositivo, siendo por tanto los más comprometidos en cuanto a la incorporación de nuevas funcionalidades. La ocupación de los *módulos base* es menor, del 51%, siendo el filtro paso-banda el que ocupa la mayor parte de los recursos.

<b>DEVICE UTILIZATION SUMMARY</b>			
<b>Logic Utilization</b>	<b>Used</b>	<b>Available</b>	<b>Utilization</b>
Number of Slice Flip Flops	8,494	15,360	55%
Number of 4 input LUTs	5,821	15,360	37%
<b>Logic Distribution</b>			
Number of occupied Slices	5,237	7,680	68%
Number of Slices containing only related logic	5,237	5,237	100%
Number of Slices containing unrelated logic	0	5,237	0%
<b>Total Number 4 input LUTs</b>	<b>7,923</b>	<b>15,360</b>	<b>51%</b>
Number used as logic	5,821		
Number used as a route-thru	92		
Number used as Shift registers	2,010		
Number of bonded IOBs	96	173	55%
IOB Flip Flops	98		
IOB Dual-Data Rate Flops	1		
Number of Block RAMs	21	24	87%
Number of MULT18X18s	3	24	12%
Number of GCLKs	5	8	62%
Number of DCMs	2	4	50%
<b>Total equivalent gate count for design</b>	<b>1,657,543</b>		

Tabla 5.2 – Reporte de utilización de recursos para la FPGA del Módulo Base (Spartan 3 XC3S1000) extraído del software de desarrollo ISE® (Xilinx, San José, EEUU)

## 5.4.2 Propuesta de realización del FCS

Como se analizó en §5.1, en sistemas modulares el *FCS* puede calcularse y aplicarse sobre los  $M$  elementos que procesa cada módulo o, de forma acumulativa para los  $N$  elementos del array. En el segundo caso se obtienen mejores resultados, pero requiere duplicar la tasa de transferencia de datos entre módulos. Las dos formas de operar pueden implementarse sobre la tecnología *SITAU*. A continuación se analizan los requerimientos hardware y se propone una realización particular para cada caso.

### 5.4.2.1 Cálculo parcial del FCS cada 8 canales

Calcular y aplicar el *FCS* para cada sub-conjunto de 8 canales, requiere implementar el esquema de la Figura 5.3 en cada *módulo de rama*.

El bloque *SUM* se puede implementar como una cascada de 8 sumadores en tres niveles. La cantidad de bits se incrementa por 1 en cada nivel, y por tanto, la salida consta de 5 bits. El bloque *ABS* se puede implementar mediante un multiplexor que selecciona, en función del bit de signo, los 4 bits menos significativos de la entrada o de su complemento a dos. Con lógica combinacional, el máximo tiempo de propagación a través de estos dos bloques es de 16 ns, lo que permite operar con un reloj de hasta 62.5 MHz. Dado que la máxima frecuencia de muestreo es de 40 MHz no es necesario registrar las señales y, por tanto, la latencia de estos dos bloques es cero.

Con  $M=8$  basta con una memoria de 5 posiciones para implementar el bloque *LUT*. Según (5.11), para operar con valores de  $p \leq 3$  basta con representar el *FCS* con 15 bits. Por tanto, el bloque *LUT* se puede implementar como una memoria en lógica distribuida de 5 posiciones y anchura de palabra de 16 bits. Se incluye un mecanismo para escribir el contenido de la memoria, y se utiliza un multiplexor para seleccionar la salida en función de la dirección de entrada. Es necesario registrar la salida, ya que el retardo de propagación desde la entrada del

bloque *SUM* hasta la salida del bloque *LUT* es de 20.4 ns, con lo cual se inserta una latencia de 1 ciclo de reloj.

Para el bloque *FMX* se eligió la implementación propuesta en [Pitas, 1989] (Figura 5.8). Dado que la tecnología *SITAU* utiliza filtros de retardo fraccional para aplicar los retardos de focalización, la resolución de éstos es independiente de la frecuencia de muestreo a la salida, que puede elegirse para satisfacer estrictamente el criterio de Nyquist, típicamente  $f_m = 4 f_s$ . En consecuencia, para el filtro de máximo se eligió  $N_v^{max} = 16$ , lo que permite operar con frecuencias de muestreo de hasta 8 veces la frecuencia central del array. El ancho de palabra es de 16 bits, en concordancia con el bloque *LUT*. Las líneas de retardo se pueden implementar con registros de desplazamiento de 16 bits y longitud programable (SRL16 en los dispositivos de Xilinx), con lo cual se reduce notablemente la cantidad de celdas ocupadas en comparación con la utilización de registros. Dado que el máximo retardo de propagación es de 56.7 ns ( $> 25$  ns), deben registrarse las señales después de cada multiplexor, y así poder operar a 40 MHz. Los posibles tamaños de ventana son  $N_v = \{2, 4, 8, 16\}$  y la latencia del bloque es  $(N_v - 1) + \log_2(N_v)$ .

Para el filtro paso bajo *FPB*, se eligió la implementación de la Figura 5.10 con  $N_v^{max} = 16$ , compatible con el máximo tamaño de ventana del filtro *FMX*. En este caso, restringir los valores de  $N_v$  a potencias de dos no ahorra demasiados recursos, por lo que se implementó para valores arbitrarios entre 2 y  $N_v^{max}$ . Dado que los datos de entrada son de 16 bits y el máximo tamaño de ventana es de 16, tanto el acumulador como los sumadores se implementan con 20 bits para evitar desbordamientos. También en este caso, la utilización de registros de desplazamiento programables, en lugar de registros convencionales, permite ahorrar recursos en la realización de la línea de retardo y del multiplexor de selección del tamaño de ventana. Para la división por  $N_v$  se pueden utilizar los multiplicadores de 18x18 bits, disponibles en silicio en los dispositivos Spartan3. Teniendo en cuenta que el tiempo de propagación a través de los sumadores es de tan sólo 9.95 ns, no es necesario insertar retardos adicionales en la cadena de procesamiento y la latencia global de este bloque es de  $N_v + 1$  ciclos de reloj.

En la Tabla 5.3 se resumen los parámetros elegidos para cada uno de los bloques, y la cantidad aproximada de recursos respecto a los disponibles en la *FPGA*. El filtro de máximo móvil *FMX* es el de mayor demanda, pero consume tan solo el 1.28 % de los recursos disponibles. En suma, *el cálculo del FCS consume apenas el 3% del total de recursos de los*

<b>BLOQUE</b>	<b>ENTRADA</b>	<b>SALIDA</b>	<b>PARÁMETROS</b>	<b>LATENCIA</b>	<b>RECURSOS</b>
<b>SUM</b>	8 x 2 bits	5 bits	-	0	0.2 %
<b>ABS</b>	5 bits	4 bits	-	0	0.04 %
<b>LUT</b>	3 bits	16 bits	5 posiciones	1	0.68 %
<b>FMX</b>	16 bits	16 bits	$N_v^{\max} = 16$	$(N_v-1)+\log_2(N_v)$	1.28 %
<b>FPB</b>	16 bits	16 bits	$N_v^{\max} = 16$	$N_v - 1$	0.78 %

Tabla 5.3 – Parámetros de configuración y recursos utilizados por cada bloque del algoritmo de cálculo del FCS

módulos de rama (Tabla 5.4) y, teniendo en cuenta que el conformador convencional ocupa el 75%, la realización propuesta se puede implementar sin dificultad sobre la tecnología SITAU.

La Figura 5.14 muestra cómo se interconecta la lógica de cálculo del FCS con el conformador convencional. Cuando todas las memorias *FIFO* contienen un dato válido, se ejecuta en paralelo la suma de los 8 canales y el cálculo del FCS. Dado que la latencia de este último depende del tamaño  $N_v$  de la ventana de los filtros, es necesario incluir una línea de retardos programable *DLY* en el camino del conformador, antes de multiplicar el resultado de la suma parcial por el factor de coherencia. Como último paso, el resultado se suma con el recibido desde el módulo anterior y se envía al siguiente módulo en la cadena de procesamiento.

<b>DEVICE UTILIZATION SUMMARY</b>			
<b>Logic Utilization</b>	<b>Used</b>	<b>Available</b>	<b>Utilization</b>
Number of Slice Flip Flops	180	15.360	1%
Number of 4 input LUTs	388	15.360	3%
<b>Logic Distribution</b>			
Number of occupied Slices	365	7.680	4%
Number of Slices containing only related logic	365	365	100%
Number of Slices containing unrelated logic	0	365	0%
<b>Total Number 4 input LUTs</b>	<b>455</b>	<b>15.360</b>	<b>3%</b>
Number used as logic	388		
Number used as a route-thru	3		
Number used as Shift registers	64		
Number of bonded IOBs	84	173	48%
IOB Flip Flops	52		
Number of MULT18X18s	2	24	8%
Number of GCLKs	1	8	12%
<b>Total equivalent gate count for design</b>	<b>16.871</b>		

Tabla 5.4 - Reporte de utilización de recursos para la FPGA del Módulo de Rama (Spartan 3 XC3S1000) para el cálculo del FCS extraído del software de desarrollo ISE® (Xilinx, San José, EEUU)

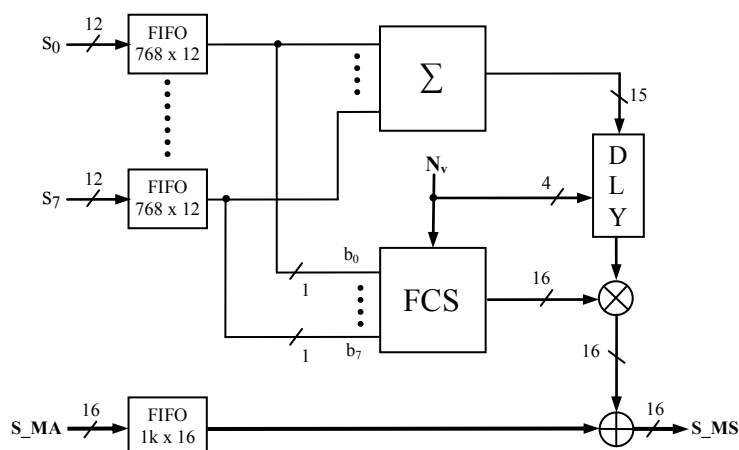


Figura 5.14 – Esquema propuesto para la incorporación del *FCS* parcial en los módulos de rama.

#### 5.4.2.2 Cálculo global del FCS sobre *N* canales

Si el *FCS* se calcula de forma acumulativa para los *N* elementos del array, se necesitan menos recursos en los módulos de rama, ya que únicamente hay que calcular la suma de los signos de las 8 señales recibidas (bloque SUM), utilizando apenas el 0.2 % de los recursos. Como contrapartida, es necesario duplicar la tasa de transferencia de datos entre módulos, e incluir memorias FIFO para absorber las diferencias en los instantes de adquisición.

Una forma de duplicar la tasa de transferencia sin necesidad de duplicar también la frecuencia del reloj maestro del sistema es utilizar los dos flancos de la señal de reloj, lo que se denomina comúnmente transferencia en *DDR* (Double Data Rate). Esta solución es especialmente adecuada para los dispositivos utilizados en la tecnología SITAU, ya que disponen de flip-flops de entrada/salida específicos para este modo de operación [Xilinx, 2009] y generadores de reloj internos capaces de obtener la señal de reloj maestro invertida con un mínimo desfase entre ambas [Xilinx, 2007]. De esta forma, no es necesario elevar la frecuencia de reloj en el bus, ni tampoco dentro de las FPGAs, con lo cual el consumo de energía y la compatibilidad electromagnética no se verán alteradas significativamente.

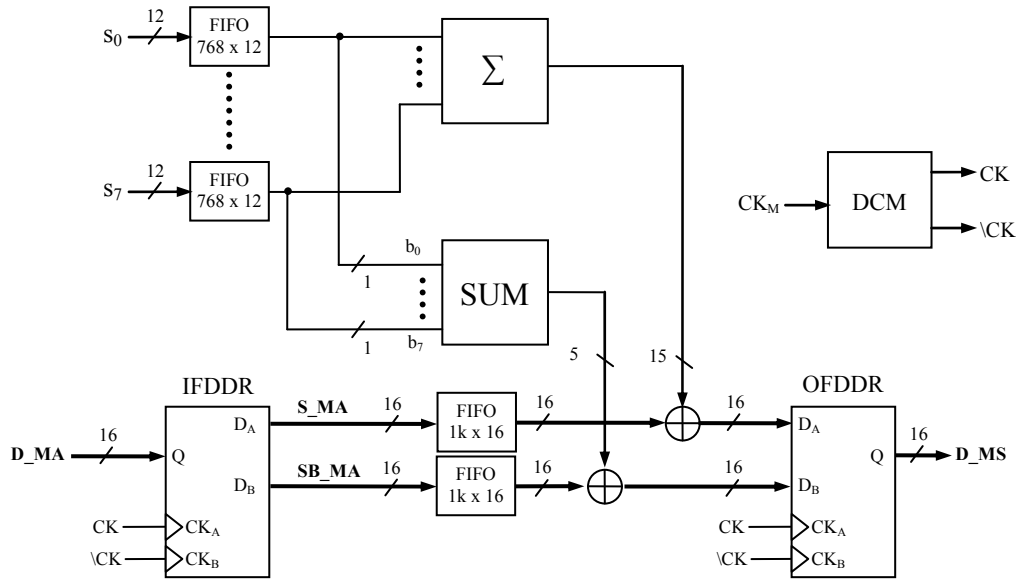


Figura 5.15 - Esquema propuesto para la incorporación del *FCS* global en los módulos de rama.

La Figura 5.15 muestra el esquema propuesto para los módulos de rama. Tanto la suma parcial de los 8 canales del módulo  $S_j[k]$  como la suma de sus signos  $SB_j[k]$  se obtienen en paralelo y se suman con las recibidas por el módulo anterior, almacenadas temporalmente en dos memorias *FIFO* independientes. Ambos resultados se transmiten al siguiente módulo a través de un flip-flop de salida DDR (OFDDR en los dispositivos de Xilinx). De la misma forma, un flip-flop de entrada DDR (IFDDR) demultiplexa los datos recibidos del módulo anterior. El bloque DCM (Digital Clock Manager) genera dos señales de reloj CK y  $\backslash$ CK, en fase y en contrafase con el reloj maestro  $CK_M$  respectivamente, que son utilizadas por los flip-flops DDR para multiplexar y demultiplexar los datos en el bus.

Los módulos base operan de forma similar, almacenando temporalmente en memorias *FIFO* los datos recibidos desde su rama  $D_R$  y desde el módulo base anterior  $D_S$  (Figura 5.16), y sumando por separado las señales y sus signos. La señal *PROD* indica al módulo si debe multiplicar o no el resultado de la conformación por el factor de coherencia. En general, sólo el último módulo de la cadena de procesamiento tendrá  $PROD = 1$ , de forma que el *FCS* se calcula a partir de los  $N$  elementos del array y se aplica a la señal conformada. Si  $PROD = 0$  también en el último módulo, la *UCI* recibirá por separado el resultado del conformador convencional y del *FCS*. De esta forma, el producto se puede realizar por software, o incluso operar directamente con la imagen de coherencia.



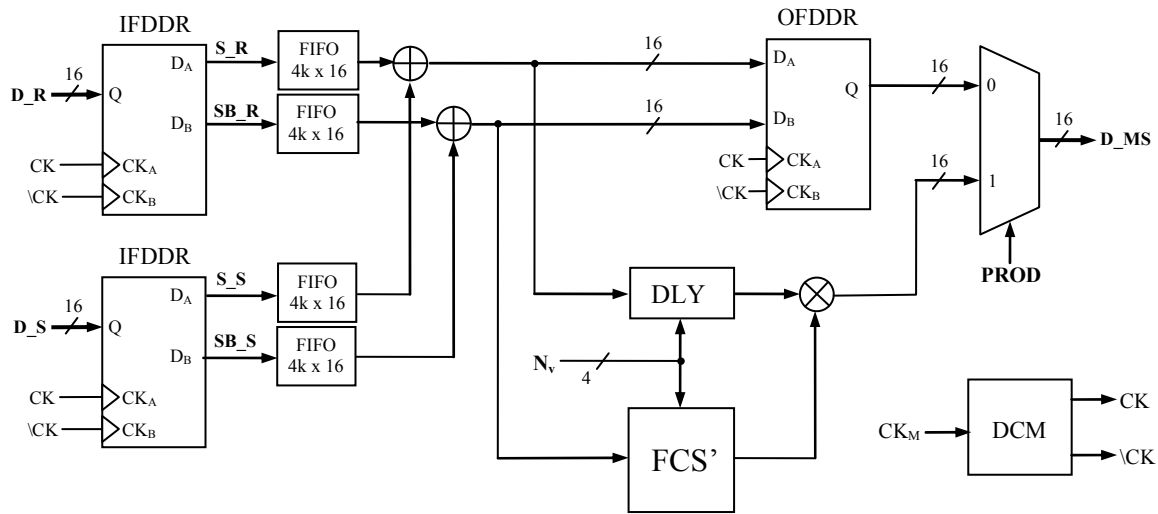


Figura 5.16 - Esquema propuesto para la incorporación del *FCS* global en los módulos base.

El bloque *FCS'* difiere del *FCS* en que no incluye el sumador de  $M$  entradas, ya que la suma se realiza con anterioridad y de forma acumulativa en cada módulo. Para manejar arrays de hasta 256 elementos, la memoria LUT debe ser de 129 posiciones y con una anchura de palabra de 16 bits para operar con  $p=1$ . En este caso, resulta más conveniente implementarla en un bloque de memoria (BRAM) para no consumir recursos de lógica distribuida. Los requerimientos para los filtros FMX y FPB no cambian con respecto a la implementación anterior, ya que dependen únicamente de la relación entre la frecuencia de muestreo y la frecuencia central del array, y no de la cantidad de elementos del mismo.

## 5.5 Resumen y conclusiones del capítulo

En este capítulo se han propuesto diversas implementaciones de la técnica de imagen por coherencia de fase para operar en tiempo real, integrándose con un conformador convencional. Para ello, se ha hecho un análisis previo de la arquitectura clásica de un conformador, pasando seguidamente a determinar las necesarias para implementar los diferentes factores de coherencia. Los resultados principales son:

- Se ha propuesto una arquitectura general para la integración del procesamiento con cualquier factor de coherencia en un conformador convencional. El módulo de coherencia accede a los datos de apertura y evalúa el factor de coherencia correspondiente, cuyo valor multiplica a la salida del conformador convencional.
- Se han descrito algoritmos para la realización física de los diferentes factores de coherencia de fase y signo.
- Se han propuesto arquitecturas para la implementación de los factores de coherencia de fase  $FCF$ ,  $FCA$  y  $FCC$ . Requieren filtros de Hilbert para obtener la fase instantánea, calculadores CORDIC para implementar la función arcotangente y, dependiendo del factor, los siguientes elementos:
  - $FCF$ : calculador de la desviación estándar, multiplicadores y sumadores.
  - $FCA$ : *desenrollado de fase, cálculo desviación estándar, multiplicadores y sumadores.*
  - $FCC$ : *cálculo funciones  $\sin(\cdot)$  y  $\cos(\cdot)$ , cálculo varianza, extracción de raíz cuadrada, multiplicadores y sumadores.*
- De este estudio se deduce que la implementación del  $FCC$  es la más compleja. En cualquier caso, el cálculo por hardware de los factores de coherencia de fase requiere muchos recursos, que podrían integrarse con el conformador en forma modular utilizando dispositivos de gran capacidad, o alternatively, realizarse por software con procesadores paralelos (GPUs).
- El cálculo del  $FCS$  es significativamente más sencillo. Requiere un simple sumador, la extracción del valor absoluto, una tabla de valores, un filtro de máxima móvil y un filtro paso-bajo. Por otra parte, puesto que las prestaciones obtenidas del procesamiento con el  $FCS$  son similares o mejores que las proporcionadas por otros factores de coherencia, se concluye que es una excelente alternativa para su implementación en tiempo real con bajo consumo de recursos.
- Se han propuesto diversas arquitecturas para realizar los filtros de máxima móvil requeridos para eliminar los artefactos de persiana que aparecen en el procesamiento con el  $FCS$ . Asimismo, se propone utilizar un filtro de media móvil como filtro paso-bajo a su

salida, compartiendo el mismo parámetro de configuración que establece el orden de ambos filtros.

- Se ha concretado la propuesta de implantación en la tecnología SITAU de la imagen de coherencia y el factor de coherencia de signo. Se ha estimado que la realización física de la nueva modalidad de imagen en la tecnología SITAU requiere menos del 3% de los recursos utilizados por el conformador convencional.

### Conclusiones y trabajo futuro

#### 6.1 Conclusiones

Con la realización del trabajo de investigación descrito en la memoria de esta Tesis Doctoral, se han obtenido las siguientes conclusiones principales, que complementan las reseñadas en cada uno de los capítulos de esta memoria:

- Las fases de los datos de apertura en un conformador convencional de retardo y suma contienen información que, en conjunto, permite determinar si las señales recibidas proceden del foco, cuyas indicaciones hay que preservar, o de otras regiones, cuyas indicaciones hay que suprimir.
- Una forma de explotar esta información es mediante la evaluación de factores de coherencia, definidos como funciones de estadísticos de dispersión de las fases de los datos de apertura y que toman valores en el rango  $[0, 1]$ . Los valores más próximos a la unidad indican la presencia de reflectores reales, mientras que los más bajos corresponden a indicaciones espurias (ruido, lóbulos laterales o de rejilla, reverberaciones, etc.). Representando los factores de coherencia de cada píxel, se obtiene una imagen de coherencia que puede ser utilizada como otra modalidad de imagen ultrasónica.

- La imagen de coherencia presenta, en ciertos aspectos, un comportamiento diferente al de la imagen convencional y, por tanto, su evaluación puede proveer información relevante. Permite, por ejemplo, detectar con el mismo nivel de certidumbre (factores de coherencia cercanos a la unidad) la presencia de diversos reflectores cuando los mismos presentan reflectividades muy dispares, una propiedad de la que carece en general la imagen convencional.
- Sin embargo, su utilidad es mayor en un proceso de conformación adaptativo, en el que el factor de coherencia pondera la salida del conformador convencional. De este modo, las indicaciones de señales que proceden del foco (factor de coherencia próximo a la unidad) se mantienen, mientras que las que tienen otro origen (factor de coherencia próximo a cero) se suprimen.
- La técnica de Imagen por Coherencia de Fase utiliza estos principios para mejorar la calidad de las imágenes ultrasónicas de forma global, concretamente en resolución, rango dinámico, contraste, supresión de artefactos y relación señal/ruido. El nivel de mejora de calidad en cada uno de estos factores ha sido analizado teóricamente, para diversas definiciones del factor de coherencia, obteniendo expresiones cuya validez ha sido demostrada experimentalmente, para las modalidades de imagen *phased array* y *SAFT*.
- Se han propuesto diversos factores de coherencia en función de cómo se define la fase de los datos de apertura: fase absoluta (*FCA*), valor principal de la fase (*FCF*) o circular (*FCC*) y signo (*FCS*). En cada caso, se han obtenido expresiones para evaluar las características del patrón de radiación resultante. Se ha analizado su comportamiento en onda continua y pulsada, con diferentes configuraciones, y extendido el análisis en función del número de elementos del array, del ancho de banda y de la separación y amplitud relativa de los reflectores.
- El límite teórico para la resolución lateral al aplicar el *FCS* es el doble de la obtenida con un conformador convencional. Esto implica que la cantidad de líneas necesarias para formar la nueva imagen es, como máximo, el doble de las necesarias para formar la imagen original. El nivel de separación entre reflectores *NSR*, definido como el umbral mínimo de amplitud con el que se separan dos reflectores iguales, mejora progresivamente respecto al de la imagen original para reflectores con una separación angular mayor a la mitad de la anchura angular del lóbulo principal, aumentando así la resolución lateral. A partir de

cierta separación angular entre reflectores, la reducción del *NSR* original al aplicar el *FCA* es infinita y de 16 a 40 dB al aplicar los *FCF*, *FCC* y *FCS*.

- El nivel de los lóbulos laterales, medido como el *ISLR* (relación del valor integral de los lóbulos laterales al del principal), se reduce en un factor  $2/n$  con el procesamiento con *FCA*, *FCC* y *FCS* y en  $2/\sqrt{n}$  con el *FCF*, siendo  $n$  la cantidad de señales utilizadas para el cálculo de los factores de coherencia ( $n=N$  en *phased array* y  $n=N^2$  en SAFT- $N(1,N)$ ). Esto supone, en la práctica, una reducción de uno a dos órdenes de magnitud en el nivel de los lóbulos laterales, y el correspondiente incremento del rango dinámico de la imagen.
- El procesamiento de coherencia reduce el nivel de los lóbulos de rejilla en un factor  $1/n$  para el *FCC* y el *FCS*,  $1/\sqrt{n}$  para el *FCF* e infinito para el *FCA*, con escasa dependencia del ancho de banda y número de reflectores en la imagen. Esto significa que en las regiones de la imagen en las que aparecen artefactos generados por los lóbulos de rejilla puede mejorar el contraste y el rango dinámico en varios órdenes de magnitud. Experimentalmente, se ha verificado una reducción de -40 a -110 dB en el fondo de ruido del patrón lateral en las regiones de lóbulos de rejilla (más de 3 órdenes de magnitud), lo que permitió visualizar con un contraste de 60 dB a reflectores que estaban 10 dB por debajo del nivel del lóbulo de rejilla y, por tanto, distaban de ser visibles en la imagen original.
- Se ha demostrado que, salvo para la supresión de lóbulos de rejilla, el procesamiento por coherencia de fase opera correctamente en la modalidad *phased array* (con foco fijo en emisión), obteniendo los mejores resultados con focalización dinámica en recepción. Cuando se opera con foco fijo en recepción, es recomendable evaluar previamente la profundidad de foco resultante al aplicar los factores de coherencia, ya que será menor que la profundidad de foco original.
- La mayor duración de las señales recibidas desde los lóbulos de rejilla al focalizar en emisión (*phased array*), reduce la capacidad del procesamiento por coherencia de reducir los artefactos que generan. Para su supresión se han propuesto diversas alternativas entre las que destacan: la emisión con varias sub-aperturas y utilización de arrays con elementos no equiespaciados.
- Se ha verificado que el procesamiento por coherencia de fase reduce los lóbulos de cuantización debidos a la discretización de los retardos de focalización, lo cual es relevante

para reducir la complejidad de los conformadores convencionales al poder operar con la resolución temporal propia de la frecuencia de muestreo de Nyquist, eliminando el sobremuestreo por interpolación u otras técnicas. En particular, se estima que la complejidad de un conformador que incluya el procesamiento con *FCS* será inferior a la de uno convencional sin esta funcionalidad, ya que los recursos necesarios para calcular y aplicar el factor de coherencia son menores a los que consumen los filtros de interpolación típicos.

- Se ha verificado, por simulación y experimentalmente, la capacidad del procesamiento por coherencia de fase para reducir el ruido estructural (*speckle*). En particular, permite la evaluación de defectos en materiales con ruido de grano de difícil inspección (aceros austeníticos, materiales compuestos, etc.) y, en imágenes médicas, mejora el contraste y la relación de contraste a ruido.
- La Imagen por Coherencia de Fase presenta ciertas limitaciones cuando se producen interferencias entre los ecos generados por reflectores próximos entre sí, dado que aumenta la dispersión de las fases de las señales que provienen del foco. La consecuencia es una pérdida de amplitud de las indicaciones, en particular, de aquellas generadas por reflectores más débiles. El procesamiento con el factor de coherencia de signo produce normalmente las menores pérdidas y resulta el más adecuado, aunque otros proporcionen una mejor resolución lateral. En la modalidad de imagen por apertura sintética, es preferible utilizar el criterio de coherencia máxima para evitar estas pérdidas, aunque ello suponga una menor reducción del nivel de los lóbulos laterales o de rejilla. Las pérdidas de amplitud en *phased array* son menores que en *SAFT* debido a que la focalización en emisión incrementa la amplitud de los ecos generados por el reflector en el foco con respecto a los generados por otros reflectores y por tanto, en recepción, la dispersión de fases que introducen estos últimos es menor.
- Se han demostrado las posibilidades de implantación de la técnica de Imagen por Coherencia de Fase para operar con conformadores convencionales en tiempo real. En particular, el factor de coherencia de signo *FCS* tiene una realización sencilla, que puede ser integrada de forma modular en una cadena de procesamiento para cualquier número de canales. Se ha propuesto una realización del *FCS* que opera en tiempo real sobre la

tecnología SITAU, y que incrementa en menos del 3% los recursos utilizados por el conformador convencional.

## 6.2 Trabajo futuro

La técnica de procesamiento por coherencia de fase abre una nueva línea de investigación en imagen ultrasónica, de la que se han mostrado algunas de sus cualidades y se han establecido las bases que la sustentan. Se abren así nuevas posibilidades, aun no exploradas, tanto para mejorar la calidad de las imágenes como para abordar nuevas aplicaciones. A continuación se resumen, a juicio del autor, las más relevantes:

- Los factores de coherencia podrían utilizarse para evaluar la *calidad de la focalización* cuando, por ejemplo, no se conoce con certeza algún parámetro del material. En medicina, las diferencias en la velocidad de propagación del ultrasonido en los distintos tejidos, hacen que las leyes focales calculadas suponiendo un medio homogéneo de velocidad constante no sean exactas, lo cual genera artefactos conocidos como *aberraciones de fase*. Por otra parte, en la inspección de componentes industriales es común la presencia de interfases entre distintos materiales, que deben ser tenidas en cuenta para el cálculo de las leyes focales. Estas últimas no serán exactas si la geometría de las interfases y la posición relativa del array no se conoce con precisión. En ambos casos, los factores de coherencia podrían utilizarse para evaluar la calidad de la ley focal aplicada, en algoritmos iterativos de *focalización automática* que modifiquen los parámetros de cálculo de las leyes focales en función del nivel de coherencia resultante. Además, parece razonable pensar que la fase instantánea de los datos de apertura pueda ser útil para el cálculo de las nuevas leyes focales en cada iteración.
- La inspección de materiales que presentan *ruido estructural* es un problema de difícil solución y elevado interés en el sector industrial. Es el caso de las soldaduras en aceros austeníticos, cuya inspección se realiza en la actualidad casi exclusivamente por radiografía. En este trabajo se ha mostrado la capacidad del procesamiento por coherencia



de fase para reducir el ruido estructural, aunque es necesario profundizar en el estudio de este tipo de materiales. Dado que el comportamiento de los factores de coherencia depende de la estructura del material (tamaño y forma del grano, reflectividad, etc), parece apropiado utilizar modelos y métodos de simulación que tengan en cuenta estas propiedades, para así poder cuantificar la mejora esperada en la relación señal-a-ruido y encontrar los límites de aplicación de la nueva técnica. La experimentación exhaustiva con este tipo de materiales y en situaciones reales de inspección, es también imprescindible para abordar esta línea de trabajo.

- La mejora en el rango dinámico y la reducción de artefactos que proporciona el procesamiento por coherencia de fase, puede dar lugar a imágenes de alta calidad en situaciones donde los conformadores de retardo y suma obtienen resultados de escasa aplicabilidad. Es el caso de las *imágenes tomográficas* generadas con arrays de geometría anular, cuyos elementos están distribuidos sobre un anillo y emiten hacia el centro del mismo, región en la que se coloca el objeto a inspeccionar. En este caso, las imágenes obtenidas con técnicas de apertura sintética utilizando todos los elementos del array presentan artefactos que limitan seriamente el contraste, debido a que, además de los ecos generados por los reflectores, se reciben señales directas desde los elementos emisores enfrentados al receptor. Hasta el momento, las alternativas propuestas se basan en limitar la cantidad de elementos activos para evitar esta situación, con la consiguiente pérdida de resolución y rango dinámico. Además, el número de elementos necesario para evitar la aparición de lóbulos de rejilla puede resultar excesivamente elevado (del orden de 2000 en aplicaciones médicas), lo cual requiere una electrónica de control y procesamiento en el límite de las capacidades de la tecnología actual. La superación de ambas limitaciones podría abordarse mediante el procesamiento por coherencia de fase. Las señales directas entre elementos enfrentados aparecen en tiempos que no se corresponden, en general, con los de propagación al foco, y por tanto, es de esperar que presenten un nivel de coherencia muy bajo. Por su parte, los artefactos generados por los lóbulos de rejilla pueden reducirse en varios órdenes de magnitud, como se ha demostrado en el presente trabajo.
- La generación de *imágenes ultrasónicas volumétricas* (3D) en tiempo real constituye, actualmente, uno de los principales retos tecnológicos del sector. En los últimos años, los avances en las tecnologías de materiales han posibilitado la fabricación de arrays

bidimensionales (2D), que permiten dirigir el haz ultrasónico en cualquier dirección, y por tanto, generar imágenes volumétricas a tasas elevadas. Sin embargo, el número de elementos necesario para evitar la aparición de lóbulos de rejilla se eleva al cuadrado con respecto al de un array lineal del mismo tamaño. Además, para frecuencias elevadas (longitudes de onda pequeñas) no es posible fabricar arrays con una separación  $d < \lambda/2$ . La mayoría de los trabajos de investigación en esta línea se han centrado en el diseño de arrays, buscando geometrías que reduzcan el nivel de los lóbulos de rejilla. La imagen por coherencia de fase abre nuevas posibilidades en este campo, dado que, como se ha demostrado, permite reducir los artefactos generados por los lóbulos de rejilla en varios órdenes de magnitud, manteniendo las indicaciones generadas por reflectores reales y dando como resultado imágenes similares a las obtenidas con arrays densos del mismo tamaño. La combinación de la imagen por coherencia de fase con el diseño de arrays dispersos y elementos no equiespaciados puede dar lugar a sistemas de imagen 3D de alta resolución y baja complejidad de realización.

### 6.3 Difusión de resultados

El trabajo de investigación desarrollado durante esta tesis doctoral ha dado lugar a 6 publicaciones en revistas indexadas en el SCI (Science Citation Index), 3 patentes, 1 capítulo de libro y 19 comunicaciones a congresos internacionales.

#### Publicaciones indexadas en el SCI

- J. Camacho, M. Parrilla, C. Fritsch, “Phase Coherence Imaging”, *IEEE Trans. UFFC*, 56, 5, pp. 958-974, 2009. Publicación premiada con el **Outstanding Paper Award 2009** otorgado por la *IEEE Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control Society*.
- J. Camacho, O. Martinez, M. Parrilla, R. Mateos, C. Fritsch, “A Strict-time Distributed Architecture for Digital Beamforming of Ultrasound Signals” *IEEE Trans. on Instrumentation & Measurement*, 59, 10, pp. 2716-2723, 2010.
- J. Camacho, C. Fritsch, “Protection Circuits for Ultrasound Applications” *IEEE Trans. on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 55, 5, pp. 1160-1164, 2008.
- C. Fritsch, J. Camacho, M. Parrilla, “New ultrasound imaging techniques with phase coherence processing” *Ultrasonics*, vol. 50, pp. 122-126, Ene. 2010.

- C. Fritsch, J. Camacho, M. Parrilla, “Improved imaging quality with new ultrasound imaging techniques” *Physics Procedia*, 3, 1, pp. 615-625, 2010.
- J. Ealo, J. Camacho, C. Fritsch, “Airborne ultrasonic phased arrays using ferroelectrets: a new fabrication method approach” *IEEE Trans. on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, 56, 4, pp. 848-858, 2009.

## Patentes

- C. Fritsch, M. Parrilla, J. Camacho: “Method and apparatus for correcting ultrasound images by means of phase analysis”, Pat. WO/2010/018282, 23 Julio 2009.
- J. Camacho, C. Fritsch: “Wideband overvoltage protection circuit”, US. Pat. 2010/0053831, 4 Mar. 2010.
- C. Fritsch, A. Ibáñez, J. Camacho, J. Brizuela, J. C. Liébana, D. Videgaín, R. González, R. Giacchetta, “Digital Flaw Detector by Ultrasound”, PCT/ES 2007/070089, 8 mayo 2007.

## Capítulos de libro

- J. Camacho, C. Fritsch, “Adaptive Beamforming by Phase Coherence Processing” *Ultrasonic Imaging*, Ed. In-Tech, 2011 (Pendiente de publicación)

## Comunicaciones a congresos internacionales

- J. Camacho, M. Parrilla, C. Fritsch, “Grating-Lobes Reduction by Application of Phase Coherence Factors”, *Proc. IEEE Ultrasonics Symp.*, pp. 341-344, 2009.
- C. Fritsch, J. Camacho, M. Parrilla, “New Ultrasound Imaging Techniques”, *Int’l Congress on Ultrasonics, ICU’09*, Santiago de Chile (Chile), 11-17 Ene. 2009 (conferencia invitada).
- J. Camacho, J. Brizuela, C. Fritsch, “Grain-noise reduction by phase coherence imaging”, *Rev. Progress in Quantitative NonDestructive Evaluation*, vol. 29, pp. 855-862, 2010.
- J. Camacho, M. Parrilla, A. Ibáñez, C. Fritsch, “The Progressive Dynamic Focusing Correction Technique in NDE”, *Proc. IEEE Int’l Ultrasonics Symposium*, pp. 1586-1589, 2007.
- J. Camacho, A. Ibáñez, M. Parrilla, C. Fritsch, “A Front-end ultrasound array processor based on LVDS analog-to-digital converters”, *Proc. IEEE Int’l Ultrasonics Symposium*, pp. 1631-1634, 2006.
- J. Camacho, M. Parrilla, C. Fritsch, “The implementation of ultrasound beamformers in standard FPGAs”, *Int’l Congress on Ultrasonics, ICU’07*, Vienna (Austria), 25-29 Sept. 2006.
- J. Camacho, O. Martinez, M. Parrilla, R. Mateos, C. Fritsch, “A Strict-time Distributed Architecture for Digital Beamforming of Ultrasound Signals”, *Int’l Symp. on Intelligent Signal Processing, WISP’07*, Alcalá de Henares, Spain, 3-5 Oct. 2007.
- J. Camacho, M. Parrilla, A. Ibáñez, C. Fritsch, “Dynamic Focusing for Medical Echography”, *Ibersensor’06*, Montevideo (Uruguay), 27-29 Sept. 2006.
- J. Camacho, C. Fritsch, M. Parrilla, A. Ibáñez, “Modular System for Real-Time Image Generation with Ultrasound Arrays”, *Ibersensor’06*, Montevideo (Uruguay), 27-29 Sept. 2006.

- J. Camacho, C. Fritsch, M. Parrilla, "Acoustic Image Enhancement by Application of Phase Coherence Factors", *2nd Workshop in Signal Processing for Marine and Seismic Data*, ProSeDaMS'09, Barcelona (Spain), 27-28 Abr. 2009.
- J. Camacho, J. Brizuela, M. Parrilla, C. Fritsch, "Implementation of a modular sonograph in FPGAs", *9th Reconfigurable Computing and Applications Conf.*, JCRA'09, Alcalá de Henares, Madrid, 9-11 Sept. 2009.
- J. Camacho, J. Brizuela, C. Fritsch, "Imagen ultrasónica por coherencia de fase para END", *VI Corende*, Rosario (Argentina), 11-13 Nov. 2009.
- J. Ealo, J. Camacho, F. Seco, C. Fritsch, "Ultrasonic air-coupled inspection of textile materials using ferroelectret-based phased arrays", *Rev. Progress in Quantitative Nondestructive Evaluation*, vol. 29, pp. 933-940, 2010.
- M. Parrilla, J. Brizuela, J. Camacho, A. Ibáñez, C. Fritsch, "Dynamic focusing through arbitrary geometry interfaces", *Proc. IEEE Int'l Ultrasonics Symposium*, pp. 1195-1198, 2008.
- M. Parrilla, P. Nevado, A. Ibáñez, J. Camacho, J. Brizuela, C. Fritsch, "Ultrasonic Imaging of Solid Railway Wheels", *Proc. IEEE Int'l Ultrasonics Symposium*, pp. 414-418, 2008.
- J. Ealo, J. Camacho, C. Fritsch, F. Seco, J. Roa: "A fabrication procedure for airborne ultrasonic phased arrays based on cellular electromechanical film", *Proc. IEEE Int'l Ultrasonics Symposium*, pp. 891-894, 2008.
- M. Parrilla, A. Ibáñez, J. Camacho, C. Fritsch, "Fast Focal Law Computing for Non-destructive Testing with Phased Arrays", *Int'l Congress on Ultrasonics, ICU'07*, Vienna (Austria), 9-13 Apr. 2007.
- C. Fritsch, J. Camacho, A. Ibáñez, J. Brizuela, R. Giacchetta, R. González, "A full-featured ultrasound NDE system in a single FPGA", *9th European Conf. on NDT (ECNDT)*, Berlin (Germany), 25-29 Sept. 2006.
- O. Martínez, M. Parrilla, J. Camacho, A. Ibáñez, C. Fritsch, L. G. Ullate, "2D cylindrical array beamforming architecture based on sigma-delta modulation", *Ibersensor 2006*, Montevideo (Uruguay), 27-29 Sept. 2006.



## Bibliografia

- AD9276, 2009: AD9276 datasheet, Analog Devices,  
[http://www.analog.com/static/imported-files/data\\_sheets/AD9276.pdf](http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD9276.pdf), 2009.
- AFE5805, 2010: AFE5805 datasheet, Texas Instruments,  
<http://focus.tij.co.jp/lit/ds/symlink/afe5805.pdf>, 2010.
- Antonik, 2009: P. Antonik, "An Investigation of a Frequency Diverse Array", Ph. D. Thesis, Faculty of Engineering Sciences, Univ. College, London, Apr. 2009.
- Athanasopoulos, 2004: G. I. Athanasopoulos, S. J. Carey, J. V. Hatfield, "A High-voltage Pulser ASIC for Driving High Frequency Ultrasonic Arrays", *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 1398-1400, 2004.
- Anaya, 1992: J. J. Anaya, L. G. Ullate, C. Fritsch, "A Method for Real-Time Deconvolution", *IEEE Trans. Instrum & Meas.* 41, 3, pp. 413-419, 1992.
- Andraka, 1998: R. Andraka, "A survey of CORDIC algorithms for FPGA based computers", *FPGA '98. Proc. ACM/SIGDA 6th Int'l Symp. on FPGAs*, pp. 191-200, 1998.
- Azar, 1999: L. Azar, Y. Shi, S. C. Wooh, "Beam focusing behavior of linear phased arrays", *NDT&E International*, 33, pp. 189-198, 2000.
- Bae, 1998: M. Bae, "Focusing delay calculation method for real-time digital focusing and apparatus adopting the same", US Pat. 5836881, 17 Nov. 1998.
- Bhattacharyya, 2006: J. Bhattacharyya, P. Mandal, R. Banerjee, S. Banerjee, "Real time dynamic receive apodization for an ultrasound imaging system", *Proc. 19th Int'l Conf. on VLSI Design (VLSID'06)*, 2006.
- Beaudin, 1996: R. Beaudin, M. Anthony, "Delay Generator for phased array ultrasound beamformer", US Pat. 5522391, 4 Jun. 1996.
- Beaver, 1977: W. L. Beaver, "Phase error effects in phased array beam steering", *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 264-267, 1977.
- Behar, 2003: V. Behar, D. Adam, Z. Friedman, "A new method for spatial compounding imaging", *Ultrasonics*, 41, pp. 377-384, 2003.
- Blauert, 2008: J. Blauert, N. Xiang, "Acoustics for Engineers", Springer Verlag, pag. 134, 2008.
- Boser, 1988: B. E. Boser, B. A. Wooley, "The Design of Sigma-Delta Modulation Analog-to-Digital Converters", *IEEE J. of Solid State Circuits*, 23, 6, pp. 1298-1308, 1988.
- Brown, 2002: J. A. Brown, G. R. Lockwood, "A Low-Cost, High-Performance Pulse Generator for Ultrasound Imaging", *IEEE Trans. UFFC*, 49, 6, pp. 848-851, 2002.

- Boni, 1994: C. Boni, M. Richard, and S. Barbarossa, "Optimal configuration and weighting of nonuniform arrays according to a maximum islr criterion," *Int'l Conf. on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 5, pp. 157-160, Apr. 1994.
- Busse, 1981: L. J. Busse, J. G. Miller, "A comparison o finite aperture phase sensitive and phase insensitive detection in the near field of inhomogeneous material", *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 617-626, 1981.
- Calmon, 2006: P. Calmon, S. Mahaut, S. Chatillon, R. Raillon, "CIVA: an expertise platform for simulation and processing NDT data", *Ultrasonics*, 44, pp. 975-979, 2006.
- Camacho, 2006a: J. Camacho, A. Ibáñez, M. Parrilla and C. Fritsch, "A Front-End Ultrasound Array Processor based on LVDS Analog-to-Digital Converters", *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 1631-1634, 2006.
- Camacho, 2006b: J. Camacho, C. Fritsch, M. Parrilla, A. Ibáñez, "Modular system for real-time image generation with ultrasound arrays", *Ibersensor '06*, Montevideo (Uruguay), 27-29 Sept. 2006.
- Camacho, 2007a: J. Camacho, M. Parrilla, A. Ibáñez, C. Fritsch, "The Progressive Dynamic Focusing Correction Technique in NDE", *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 1586-1589, 2007.
- Camacho, 2007b: J. Camacho, "Arquitectura paralela para la conformación en tiempo real de haces ultrasónicos", Trabajo tutelado (DEA), Dpto. Arquitectura de Computadores y Automática, Univ. Complutense y UNED, Madrid, 2007.
- Camacho, 2007c: J. Camacho, M. Parrilla, C. Fritsch, "The implementation of ultrasound beamformers in standard FPGAs", International Congress on Ultrasonics, Vienna, April 9 - 13, 2007.
- Camacho, 2007d: J. Camacho, O. Martínez, M. Parrilla, R. Mateos, C. Fritsch, "A Strict-time Distributed Architecture for Digital Beamforming of Ultrasound Signals", *Proc. IEEE Int'l Symp. Intelligent Signal Processing*, pp. 451-456, 2007.
- Camacho, 2008: J. Camacho, C. Fritsch, "Protection Circuits for Ultrasound Applications", *IEEE Trans. UFFC*, 55, 5, pp. 1160-1164, 2008.
- Camacho, 2009a: J. Camacho, J. Brizuela, M. Parrilla, C. Fritsch, "Implementation of a modular sonograph in FPGAs", *Reconfigurable Computing and Applications Conference (JCRA'09)*, Alcalá de Henares, Madrid, 9 -11 de Sep. 2009.
- Camacho, 2009b: J. Camacho, J. Brizuela, C. Fritsch, "Grain noise reduction by phase coherence imaging", *Rev. Progress QNDE*, vol. 29A, pp. 855-862, 2009.
- Camacho, 2009c: J. Camacho, M. Parrilla, C. Fritsch, "Phase Coherence Imaging", *IEEE Trans. UFFC*, 56, 5, pp. 958-974, 2009.
- Camacho, 2009d: J. Camacho, M. Parrilla, C. Fritsch, "Grating-lobes reduction by application of Phase Coherence Factors", *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 341-344, 2009.
- Camacho, 2010: J. Camacho, C. Fritsch, "Wideband overvoltage protection circuit", US Pat. 2010/ 0053831 A1, 4 Mar. 2010.
- Chiao, 2005: R.Y. Chiao, X. Hao, "Coded Excitation for Diagnostic Ultrasound: A System Developer's Perspective", *IEEE Trans. UFFC*, 52, 2, pp. 160-170, 2005.
- Chu, 2007: C. Chu, "Design of an ultrasound pulser with MD1812/MD1813 composite drivers", Supertex Inc., AN-H56, 2007.
- Cincotti, 2000: G. Cincotti, G. Cardone, P. Gori, M. Pappalardo, "A novel approach to the aperture windowing in medical imaging", *Ultrasonics*, 38, pp. 937-941, 2000.
- Corl, 1978: P. D. Corl, P. M. Grant, G. S. Kino, "A digital synthetic focus acoustic imaging system for NDE", *Proc. Ultrason. Symp.*, pp. 263-268, 1978.
- Cudel, 2001: C. Cudel, M. Grevillot, J. J. Meyer, S. Jacquey, "Combining phase and energy detection with mathematical morphology in dual time-frequency representation leads to improved SSP robustness", *Ultrasonics*, 39, pp. 291-296, 2001.

- Da Sylva, 1986: P. Da Sylva, P. Menard, D. Roy, "A reconfigurable real-time interpolation beamformer", *IEEE J. of Oceanic Engineering*, 11, 1, pp. 123-126, 1986.
- Dean, 1995: M. Dean, "Digital beamforming array", US Pat. 5.461.389, 24 Oct. 1995.
- Deschamps, 1972: G. A. Deschamps, "Ray techniques in electromagnetics", *Proc. of the IEEE*, 60, 9, pp. 1022-1035, Sept. 1972.
- Ealo, 2009: J. Ealo, J. Camacho, C. Fritsch, "Airborne Ultrasonic Phased Arrays using Ferroelectrets: A New Fabrication Approach", *IEEE Trans. UFFC*, 56, 4, pp. 848-858, 2009.
- Erikson, 1974: K. R. Erikson, F. J. Fry, J. P. Jones, "Ultrasound in Medicine – A Review", *IEEE Trans. Son. Ultrason.*, 21, 3, pp. 144-170, 1974.
- Ermolov, 1976: I. N. Ermolov, B. P. Pilin, "Ultrasonic inspection of materials with coarse grain anisotropic structures", *NDT International*, 9, 6, pp. 275-280, 1976.
- Feldkämper, 2000: H. T. Feldkämper, R. Schwann, V. Gierenz, T. G. Noll, "Low power delay calculation for digital beamforming in handheld ultrasound systems", *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 2, pp. 1763-1766, 2000.
- Field II: <http://server.electro.dtu.dk/personal/jaj/field/>
- Firestone, 1940: F. A. Firestone, "Flaw detecting device and measuring instrument", US. Pat. 2.280.226, 27 May 1940.
- Fisher, 1995: N.I. Fisher, "Statistical analysis of circular data", Cambridge University Press, 1995.
- Fleury, 1996: G. Fleury, C. Gondard, "Improvements on ultrasonic inspections through the use of piezocomposite transducers", *NDTnet*, 1, 9, Sept. 1996.
- Freeman, 1997: S. R. Freeman, M.K. Quick, M. A. Morin, R. C. Anderson, C. S. Desilets, T. E. Linnenbrink, M. O'Donnell, "An ultrasound beamformer using oversampling", *Proc. IEEE Ultrason Symp.*, pp. 1687-1690, 1997.
- Freeman, 1998: S. R. Freeman, "An oversampled ultrasound beamformer for low-power, portable scanners", *Ph.D. Thesis*, University of Michigan, 1998.
- Freeman, 1999: S. R. Freeman, M. K. Quick, M. A. Morin, R. C. Anderson, C. S. Desilets, T. E. Linnenbrink, M. O'Donnell, "Delta-Sigma Oversampled Ultrasound Beamformer with Dynamic Delays", *IEEE Trans. UFFC*, 46, 2, pp. 320-332, 1999.
- Fritsch, 2000: C. Fritsch, T. Sánchez, D. Jiménez, O. Martínez, "AMPLIA: Una Arquitectura Modular para Procesamiento y Despliegue de Imagen Acústica", *Proc. Acústica 2000*, pp. 1-6, 2000.
- Fritsch, 2004: C. Fritsch et al., "Composición coherente de señales por Corrección Focal Progresiva", *Pat. 2000400203*, España, 30 Enero 2004.
- Fritsch, 2006: C. Fritsch, M. Parrilla, A. Ibáñez, R. Giacchetta, O. Martínez, "The Progressive Focusing Correction Technique for Ultrasound Beamforming", *IEEE Trans. UFFC*, 53, 10, pp. 1820-1831, 2006.
- Fritsch, 2008: C. Fritsch, M. Parrilla, J. Camacho, "Procedimiento y aparato para la corrección de imágenes ultrasónicas por análisis de fase", *Pat. P200802402*, 8 Ago 2008.
- Fritsch, 2010: C. Fritsch, M. Parrilla, J. Camacho, "Method and apparatus for correcting ultrasound images by means of phase analysis", *Pat. WO/2010/018282*, 18 Feb. 2010.
- Gavrilov, 1997: L. R. Gavrilov, J. W. Hand, P. Abel and C. A. Cain: "A Method of Reducing Grating Lobes Associated with an Ultrasound Linear Phased Array Intended for Transrectal Thermotherapy", *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr.*, 44, 5, pp. 1010-1017, 1997.
- Gatzke, 1983: R. D. Gatzke, J. T. Fearnside, S. M. Karp, "Electronic Scanner for a Phased-Array Ultrasound Transducer", *Hewlett Packard Journal*, pp. 13-20, Dec. 1983.



- Gehlbach, 1981: S. M. Gehlbach, R. E. Alvarez, "Digital ultrasound imaging techniques using vector sampling and raster line reconstruction", *Ultrasonic Imaging*, 3, pp. 83-107, 1981.
- Ghorayeb, 1994: S.R. Ghorayeb, W. Lord, S.S. Udpa, "Application of a beamforming technique to ultrasound imaging in nondestructive testing", *IEEE Trans. UFFC*, 41, 2, pp. 199-208, 1994.
- Griffith, 1974: J. M. Griffit, W. L. Henry, "A Sector Scanner for Real-Time Two-Dimensional Echocardiography", *Circulation*, 49, pp. 1147-1152, 1974.
- Goodman, 1968: J. W. Goodman, "Introduction to Fourier Optics", Physical and Quantum Electronics series. Mc Graw-Hill, New York, 1968.
- Gustafsson, 1993: M. G. Gustafsson, T. Stepinski, "Split-Spectrum Algorithms Rely on Instantaneous Phase Information- A Geometrical Approach", *IEEE Trans. UFFC*, 40, 6, pp. 659-665, 1993.
- Gustafsson, 1995: M. G. Gustafsson, "Towards Adaptive Split Spectrum Processing", *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 729-732, 1995.
- Hall, 2000: A. L. Hall, K. E. Thomenius, L.J. Thomas II and K. W. Rigby, "Method and apparatus for coherence imaging", *U.S. Pat. 6.071240*, 6 Jun. 2000.
- Havlice, 1979: J. F. Havlice, J. C. Taenzer, "Medical Ultrasonic Imaging: An Overview of Principles and Instrumentation", *Proc. IEEE*, 67, 4, pp. 620-640, 1979.
- Holländer, 2005: H. H. J. Holländer, "40 Years of Real-Time Ultrasound Diagnostics", <https://www.thieme-connect.de/ejournals/html/ultraschall/doi/10.1055/s-2005-919739#N65825>, 2005.
- Hollman, 1999: K. W. Hollman, K. W. Rigby, and M. O'Donnell, "Coherence factor of speckle from a multi-row probe" in *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 1257-1260, 1999.
- Holm, 1994: S. Holm, "Digital beamforming in ultrasound imaging", *Proc. Nordic Signal Processing Symp.*, Jun. 1994.
- Honarvar, 2004: F. Honarvar, S.A.M. Tabatabai, T. Dusatko, A. N. Sinclair, "A new signal processing technique for enhancement of ultrasonic testing signals", *Proc. WCNDT'04*, paper #434, 2004.
- Hu, 2006: C. H. Hu, X. C. Xu, J. M. Cannata, J. T. Yen, K. K. Shung, "Development of a Real-Time, High-Frequency Ultrasound Digital Beamformer for High-Frequency Linear Array Transducers", *IEEE Trans. UFFC*, 53, 2, pp. 317-323, 2006.
- Ibáñez, 2006: A. Ibáñez, M. Parrilla, J. Villazón: "Simulation of Ultrasonic Continuous Wave Fields in Homogeneous Media with Soft Curved Interfaces", *ECNDT Berlín*, Th. 3.3.1, 2006.
- Ibáñez, 2010: A. Ibáñez, C. Fritsch, M. Parrilla, J. Villazón: "Monochromatic Transfer Matrix method for acoustic field simulation through media boundaries", *Phys. Procedia*, 3, 1, pp. 883-890, 2010.
- Ilda, 1986: T. Ilda, "Delay line circuit arrangement and ultrasonic imaging apparatus using the same", *US. Pat. 4.603.586*, 5 Aug. 1986.
- Inerfield, 2002: M. Inerfield, G. R. Lockwood, S. L. Garverick, "A Sigma-Delta-Based Sparse Synthetic Aperture Beamformer for Real-Time 3-D Ultrasound", *IEEE Trans. UFFC*, 49, 2, pp. 243-254, 2002.
- Jammalamadaka, 2001: S. R. Jammalamadaka, A. SenGupta, "Topics in circular statistics", *Ed. World Scientific*, 2001.
- Jensen, 1992: J. A. Jensen, N. B. Svendsen, "Calculation of Pressure Fields from Arbitrarily Shaped, Apodized and Excited Ultrasound Transducers", *IEEE Trans. UFFC*, 39, 2, pp. 262-267, 1992.
- Jensen, 2000: J. A. Jensen, "Ultrasound imaging and its modeling", en "Imaging of Complex Media with Acoustic and Seismic waves", Springer-Verlag, 2000.

- Jensen, 2005: J. A. Jensen et al., "Ultrasound Research Scanner for Real-time Synthetic Aperture Data Acquisition", *IEEE Trans. UFFC*, 52, 5, pp. 881-891, 2005.
- Jensen, 2006: J. A. Jensen, S. I. Nikolov, K. M. Gammelmark, M. H. Pedersen, "Synthetic aperture ultrasound imaging", *Ultrasonics*, 44, pp. e5-e-15, 2006.
- Jeon, 1994: K. Jeon, M. H. Bae, S. B. Park, S. D. Kim, "An efficient real time focusing delay calculation in ultrasonic imaging systems", *Ultrasonic Imaging*, 16, pp. 231-248, 1994.
- Jeong, 2000: K. Jeong, "A Fourier-Transform Based Sidelobe Reduction Method in Ultrasonic Imaging", *IEEE Trans. UFFC*, 47, 3, pp. 759-763, 2000.
- Jeong, 2001: K. Jeong, T. Song "Simultaneous Multizone Focusing Method with Orthogonal Chirp Signals", *2001 IEEE Ultrasonics Symposium*, 2, pp. 1517-1520, 2001.
- Jeyalakshmi, 2010: T. R. Jeyalakshmi, K. Ramar, "A Modified Method for Speckle Noise Removal in Ultrasound Medical Images", *Int. J. of Computer and Electrical Engineering*, 2, 1, pp. 54-58, 2010.
- Jiřík, 2006: R. Jiřík, T. Taxt, "High-resolution ultrasonic imaging using fast two-dimensional homomorphic filtering", *IEEE Trans. UFFC*, 53, 8, pp. 1440-1448, 2006.
- Johnson, 1997: R. Johnson, "Contrast Response Analysis for Medical Ultrasound Imaging", *IEEE Trans. UFFC*, 44, 4, pp. 805-809, 1997.
- Karaman, 1993: M. Karaman, A. Atalar, H. Köymen, "VLSI circuits for adaptive digital beamforming in ultrasound imaging", *IEEE Trans. Medical Imaging*, 12, 4, pp. 711-720, 1993.
- Karaman, 1995: M. Karaman, P. C. Li, M. O'Donnell, "Synthetic Aperture Imaging for Small Scale Systems", *IEEE Trans. UFFC*, 42, 3, pp. 429-442, 1995.
- Karaman, 1998: M. Karaman, M. O'Donnell, "Subaperture Processing for Ultrasonic Imaging", *IEEE Trans. UFFC*, 45, 1, pp. 126-135, 1998.
- Karpur, 1987: P. Karpur, P. M. Shankar, J. L. Rose, V. L. Newhouse, "Split spectrum processing: Optimizing the processing parameters using minimization", *Ultrasonics*, 25, pp. 204-208, Jul. 1987.
- Keitmann, 2002: O. Keitmann-Curdes, B. Brendel, C. Marg, H. Ermert, "Optimization of Apodizations based on the Sidelobe Pressure Energy in Simulated Ultrasound Fields", *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 1677-1680, 2002.
- Kim, 1987: J. H. Kim, T.K. Song, S. B. Park, "Pipelined Sampled-Delay Focusing in Ultrasound Imaging Systems", *Ultrasonic Imaging*, 9, pp. 75-91, 1987.
- Kim, 1995: J. Kim, L. X. Yao, Z. Banjanin, H. Fukukita, H. Hagiwara, M. Kawabuchi, "Partial beamforming", *US. Pat. 5388079*, 7. Feb. 1995.
- Kino, 1980: G. S. Kino, D. Corl, S. Bennett, K. Peterson, "Real time synthetic aperture imaging system", *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 722-731, 1980.
- Kino, 1987: G. S. Kino, "Acoustic waves: devices, imaging and analog signal processing", Prentice Hall Inc., 1987.
- Kozak, 2001: M. Kozak, M. Karaman, "Digital phased array beamforming using single-bit delta-sigma conversion with non-uniform oversampling", *IEEE Trans. UFFC*, 48, 4, pp. 922-930, 2001.
- Krause, 1969: W. E. Krause, R. E. Soldner, O. H. Kresse, "Ultrasound diagnostic apparatus", *US. Pat. 3.470.868*, 7 Oct. 1969.
- Krautkrämer, 1990: J. Krautkrämer, H. Krautkrämer, "Ultrasonic Testing of Materials", Springer-Verlag, 1990.
- Laakso, 1996: T. I. Laakso, V. Valimäki, M. Karjalainen, U.K.Laine, "Splitting the Unit Delay", *IEEE Sig. Proc. Magazine*, pp. 30-58, Jan. 1996.

- Lee, 2005: J.-Y. Lee, H. S. Kim, J. H. Song, J. Cho, T. K. Song, "A hardware efficient beamformer for small ultrasound scanners", *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, 2, pp. 1396-1399, 2005.
- Liu, 2008: D.-L.D. Liu, D. Brueske, T. Willsie, C. Daft, "Sigma-Delta Dynamic Receive Beamforming", *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 1270-1273, 2008.
- Li, 1992: Y. Li, V.L. Newhouse, P. M. Shankar, P. Karpur, "Speckle reduction in ultrasonic synthetic aperture images", *Ultrasonics*, 30, 4, pp. 233-237, 1992.
- Li, 1994: P.C. Li, M. O'Donnell, "Improved detectability with blocked element compensation", *Ultrasonic Imaging*, 16, pp. 1-8, 1994.
- Li, 2002: M. L. Li, P. C. Li, "A New Adaptive Imaging Technique Using Generalized Coherence Factor", *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 1627-1630, 2002.
- Li, 2003: P.C. Li, M. Li, "Adaptive Imaging using the Generalized Coherence Factor", *IEEE Trans. UFFC.*, vol. 50, no. 2, pp. 128-141, 2003.
- Li, 2004: M. L. Li, W. J. Guan, P. C. Li, "Improved Synthetic Aperture Focusing Technique with Applications in High Frequency Ultrasound Imaging", *IEEE Trans. UFFC*, 51, 1, pp. 63-70, 2004.
- Lindholm, 2008: E. Lindholm, J. Nickolls, S. Oberman, J. Montrym, "Nvidia Tesla: A unified graphics and computing architecture", *IEEE Micro*, 28, 2, pp. 39-55, 2008.
- Lipschutz, 1994: D. Lipschutz, "Delay interpolator for digital phased array ultrasound beamformers", US Pat. 5.345.426, 6 Sept. 1994.
- Lockwood, 1995: G. R. Lockwood, F. S. Foster, "Design of Sparse Array Imaging Systems", *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 1237-1243, 1995.
- Lockwood, 1996: G. R. Lockwood, P. C. Li, M. O'Donnell, F. S. Foster, "Optimizing the Radiation Pattern of Sparse Periodic Linear Arrays", *IEEE Trans. UFFC*, 43, 1, pp. 7-14, 1996.
- Lockwood, 1998: G. R. Lockwood, J. R. Talman, S. S. Brunke, "Real-time Ultrasound 3D-Imaging Using Sparse Synthetic Aperture Beamforming", *IEEE Trans. UFFC*, 45, 4, pp. 980-988, 1998.
- Loupas, 1989: T. Loupas, S. D. Pye, W. N. McDicken, "Deconvolution in medical ultrasonics: practical considerations", *Physics in Medicine and Biology*, 34, 11, pp. 1691-1700, 1989.
- Ludwig, 1949: G. D. Ludwig, F. W. Struthers, "Considerations underlying the use of ultrasound to detect gallstones and foreign bodies in tissue", *Naval Medical Research Inst. Reports*, Rep. nr. 4, Jun. 1949.
- Lundt, 1978: R. M. Lundt, "Handbook of ultrasonic B-scanning in medicine", Cambridge University Press, 1978.
- Lynnworth, 1975: L. C. Lynnworth, "Industrial Applications of Ultrasound – A Review. II. Measurements, Tests and Process Control Using Low-Intensity Ultrasound", *IEEE Trans. Son. Ultrason.*, 22, 2, pp. 71-101, 1975.
- Martín, 2008: C. J. Martín, O. Martínez, L. G. Ullate, A. Octavio, G. Godoy, "Reduction of Grating Lobes in SAFT Images", *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 721-724, 2008.
- Martínez, 2006: O. Martínez, M. Parrilla, J. Camacho, A. Ibáñez, C. Fritsch, L. G. Ullate, "2D cylindrical array beamforming architecture based on Sigma-Delta modulation", *Ibersensor' 06*, Montevideo, Uruguay, 27-29 Sept. 2006.
- McKeighen, 1977: R. E. McKeighen, M. P. Buchin, "New Techniques for Dynamically Variable Electronic Delays for Real-Time Ultrasound Imaging", *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 250-254, 1977.
- Macowski, 1975: A. Macowski, "Ultrasonic array for reflection imaging", US Pat. 3.918.024, 4 Nov. 1975.
- Macowski, 1979: A. Macowski, "Ultrasonic Imaging Using Arrays", *Proc. IEEE*, 67, pp. 484-495, 1979.

- Magnin, 1981: P. A. Magnin, O. T. von Ramm, F. Thurstone, "Delay Quantization Error in Phased Array Images", *IEEE Trans. Sonics and Ultrason.*, 28, 5, pp. 305-310, 1981.
- Manes, 1983: G. F. Manes, C. Atzeni, C. Susini, "Design of a Simplified Delay System for Ultrasound Phased Array Imaging", *IEEE Trans. Sonics Ultrason.*, 30, 6, pp. 350-354, 1983.
- Manes, 1988: G. Manes, P. Tortoli, F. Andreuccetti, G. Avitabile, C. Atzeni, "Synchronous Dynamic Focusing for Ultrasound Imaging", *IEEE Trans. UFFC*, 35, 1, pp. 14-21, 1988.
- Maslask, 1979: S. H. Maskask, "Acoustic imaging apparatus", US Pat. 4.140.022, 20 Feb. 1979.
- Miller, 1998: S. C. Miller, C. A. Lillegard, D. Milon, "Method and apparatus for providing dynamically variable time delays for ultrasound beamformer", US Pat. 5.844.139, 1 Dic. 1998.
- Montero, 1987: F. R. Montero, P. T. Sanz, A. Ramos, "Broad-band drier of echographic arrays using 10ns-500 ns efficient pulse generators", *Ultrasonics*, 25, pp. 221-228, 1987.
- Murali, 1981: M. K. Mura, K. Neelakantan, "Improved ultrasonic flaw detection technique for austenitic stainless steel welds", *NDT International*, 14, 3, pp. 321-324, 1981.
- Moshfeghi, 1987: M. Moshfeghi, "Side-lobe suppression for ultrasonic imaging arrays", *Ultrasonics*, 25, pp. 322-327, 1987.
- Mucci, 1984: R. A. Mucci, "A Comparison of Efficient Beamforming Algorithms", *IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Proc.*, 32, 3, pp. 548-558, 1984.
- Neild, 2004: A. Neild, D. Hutchins, D. Billson, "Imaging using air-coupled polymer-membrane capacitive ultrasonic arrays", *Ultrasonics*, 42, pp. 859-864, 2004.
- Newhouse, 1982: V. L. Newhouse, N. M. Bilgutay, J. Saniie, E. S. Furgason, "Flaw-to-grain echo enhancement by split-spectrum processing", *Ultrasonics*, 20, pp. 59-68, 1982.
- Nikolov, 2000: S. I. Nikolov, J. A. Jensen, "Application of different spatial sampling patterns for sparse array transducer design", *Ultrasonics*, 37, pp. 667-671, 2000.
- Nikolov, 2005: M. Nikolov, V. Behar, "Analysis and optimization of synthetic aperture ultrasound imaging using the effective aperture approach", *Int. J. Information Theory & Applications*, 12, pp. 257-265, 2005.
- Noujaim, 1993: S. E. Noujaim, S. L. Garverick, M. O'Donnell, "Phased array ultrasonic beam forming using oversampled A/D converters", US Pat. 5.203.335, 20 Abr. 1993.
- Ranalli, 1975: R. Ranalli, "Ultrascope", US Pat. 3.864.661, 4 Feb. 1975.
- O'Donnell, 1982: M. O'Donnell, "Phase-insensitive pulse-echo imaging", *Ultrasonic Imaging*, 4, pp. 321-335, 1982.
- O'Donnell, 1989: M. O'Donnell, M. G. Magrane, "Method and apparatus for fully digital beam formation in a phased array coherent imaging system", US. Pat. 4.809.184, 28 Feb. 1989.
- Oppenheim, 1975: A.V. Oppenheim, R. W. Schaffer, *Digital Signal Processing*, Prentice-Hall, 1975.
- Oppenheim, 1989: A. Oppenheim, R. Schaffer, "Discrete-time signal processing", Prentice Hall, 1989.
- Papoulis, 1984: A. Papoulis, "Probability, Random variables and Stochastic Processes", Mc Graw Hill, 1984.
- Park, 1997: S. Park, M. Bae, K. Jeong, "Real-time digital reception focusing method and apparatus adopting the same", US Pat. 5.669.384, 23 Sept. 1997.
- Park, 2003: S. C. Park, M. K. Park, M. G. Kang, "Super-Resolution Image Reconstruction: A Technical Overview", *IEEE Signal Processing Magazine*, 20, 3, pp. 21-36, 2003.
- Park, 2010: S. J. Park, D. Shires, "Central Processing Unit/Graphics Processing Unit (CPU/GPU) Hybrid Computing of Synthetic Aperture Radar Algorithm", *US Army research laboratory*, Report ARL-TR-5074, Feb. 2010.

- Parrilla, 2004: M. Parrilla, "Conformación de haces ultrasónicos mediante muestreo selectivo con codificación delta", *Tesis Doctoral*, Univ. Politécnica de Madrid, 2004.
- Peled, 1974: A. Peled, B. Liu, "A New Hardware Realization of Digital Filters", *IEEE Trans. Acoust., Speech and Signal Proc.*, 22, 6, pp. 456-462, 1974
- Peterson, 1984: D. K. Peterson, G. S. Kino, "Real-Time Digital Image Reconstruction: A Description of Imaging Hardware and an Analysis of Quantization Errors", *IEEE Trans. Sonics Ultrason.*, 31, 4, pp. 337-351, 1984.
- Petrofski, 1998: J. Petrofsky, "Method and apparatus for distributed focus control with slope tracking", U.S. Pat. #5724972, 10 Mar. 1998.
- Pitas, 1989: I. Pitas: "Fast algorithms for running ordering and max/min calculation", *IEEE Trans. On Circuits and Systems*, 36, 6, pp. 795-804, 1989.
- Pitas, 1995: I. Pitas, A. N. Venetsanopoulos: "Non linear digital filters", *Kluwer Academic Publishers*, Massachusetts, 1995.
- Pridham, 1979: R. G. Pridham, R. A. Mucci, "Digital interpolation beamforming for low-pass and bandpass signals", *Proc. IEEE*, 67, 6, pp. 904-919, 1979.
- Ranganathan, 2004: K. Ranganathan, M. K. Santy, M. I. Fuller, S. Zhou<sup>1</sup>, T. N. Blalock, J. A. Hossack and W. F. Walker, "A Prototype Low Cost Handheld Ultrasound Imaging System", *Proc. SPIE*, Vol. 5373, 24 (2004);
- R/D Tech, 2004: "Introduction to phased array ultrasonic technology applications", ISBN: 0-9735933-0-X, Ed. R/D Tech Corporation, 2004.
- Rigby, 1999: K. W. Rigby, "Method and apparatus for coherence filtering of ultrasound images," *U.S. Pat. 5,910,115*, Jun. 8, 1999.
- Romero, 2009: D. Romero, O. Martínez, C. J. Martín, R. T. Higuti, A. Octavio, "Using GPUS for beamforming acceleration on SAFT imaging", *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 1334-1337, 2009.
- Schimmel, 1997: M. Schimmel, H. Paulsen, "Noise reduction and detection of weak, coherent signals through phase-weighted stacks", *Geophys. J. Int.*, 130, pp. 497-505, 1997.
- Schimmel, 2007: M. Schimmel, J. Gallart, "Frequency-dependent phase coherence for noise suppression in seismic array data", *J. Geophysical Res.*, 112, paper #B04303, 2007.
- Schmitz, 1982: V. Schmitz, K. Goebbels, "Improvement of the signal-to-noise ratio for the ultrasonic testing of coarse grained materials by digital RF signal averaging", *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 950-953, 1982.
- Seo, 2008: C. H. Seo, "Sidelobe Suppression in Ultrasound Imaging Using dual Apodization with Cross-Correlation", *IEEE Trans. UFFC*, 55, 10, pp. 2198-2210, 2008.
- Shankar, 1986: P. M. Shankar, "Speckle reduction in ultrasound B-scans using weighted averaging in spatial compounding", *IEEE Trans. UFFC*, 33, 6, pp. 754-758, 1986.
- Shankar, 1989: P. M. Shankar, P. Karpur, V. L. Newhouse, J. L. Rose, "Split-Spectrum Processing: Analysis of Polarity Thresholding Algorithm for Improvement of Signal-to-Noise Ratio and Detectability in Ultrasonic Signals", *IEEE Trans. UFFC*, 36,1, pp. 101-108, 1989.
- Shapiro, 1998: R. S. Shapiro, J. Wagreich, R. B. Parsons, A. Stancato-Pasik, H. Yeh, R. Lao, "Tissue Harmonic Imaging Sonography: Evaluation of Image Quality Compared with Conventional Sonography", *American Journal of Roentgenology*, Vol 171, 1203-1206, 1998.
- Smith, 1983: S. W. Smith, R. F. Wagner, J. M. Sandrik, H. Lopez, "Low Contrast Detectability and Contrast/Detail Analysis in Medical Ultrasound", *IEEE Trans. Son. Ultrason.*, 30, 3, pp. 164-173, 1983.
- Smith, 1999: S. W. Smith, "The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing", *California Technical Publishing*, 1999.

- Song, 1990: T. K. Song, S. B. Park, "A new phased array system for dynamic focusing and steering with reduced sampling rate", *Ultrasonic Imaging*, 12, pp. 1-16, 1990.
- Song, 1994: T. K. Song, J. F. Greenleaf, "Ultrasonic Dynamic Focusing using an Analog FIFO and Asynchronous Sampling", *IEEE Trans. UFFC*, 41, 3, pp. 326-332, 1994.
- Steinberg, 1976: B. D. Steinberg, "Principles of Aperture and Array System Design", Ed. John Wiley & Sons, 1976.
- Steinberg, 1992: B. D. Steinberg, "Digital Beamforming in Ultrasound", *IEEE Trans. UFFC*, 39, 6, pp. 716-721, 1992.
- Stepanishen, 1971: P.R. Stepanishen, "Transient radiation from pistons in a infinite planar baffle", *J. Acoust. Soc. Am.* 49, pp. 1627-1638, 1971.
- Szabo, 2004: T. L. Szabo, "Diagnostic ultrasound imaging", Ed. Elsevier Academic Press, 2004.
- Stitt, 2002: J. P. Stitt, R. L. Tutwiler, K. K. Shung, "An improved four-focal zone high-frequency ultrasound analog beamformer", *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 617-620, 2002.
- Synnevåg, 2007: J.F. Synnevåg, A. Austeng and S. Holm, "Adaptive Beamforming Applied to Medical Ultrasound Imaging", *IEEE Trans. Ultrason., Ferroelect., Freq. Contr.*, 54, 8, pp. 1606-1613, 2007.
- Thomenius, 1996: K. E. Thomenius, "Evolution of Ultrasound Beamformers", *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 1615-1622, 1996.
- Tian, 1998: Q. Tian, N. M. Bilgutay, "Statistical Analysis of Split Spectrum Processing for Multiple Target Detection", *IEEE Trans. UFFC*, 45, 1, pp. 251-256, 1998.
- Tomov, 2004: B.G. Tomov, J.A. Jensen, "Compact implementation of dynamic receive apodization in ultrasound scanners", *Proc. SPIE*, 5373, pp. 260-271, 2004.
- Trahey, 1986: G. E. Trahey, S. W. Smith, O. T. von Ramm, "Speckle Pattern Correlation with Lateral Aperture Translation: Experimental Results and Implications for Spatial Compounding", *IEEE Trans. UFFC*, 33, 3, pp. 257-264, 1986.
- Trahey, 1986b: G. E. Trahey, J. W. Allison, S. W. Smith, O. T. von Ramm, "A quantitative approach to speckle reduction via frequency compounding", *Ultrasonic Imaging*, 8, pp. 151-164, 1986.
- Turnbull, 1991: D. H. Turnbull and F. S. Foster, "Beam steering with pulsed two-dimensional transducer array," *IEEE Trans. UFFC*, vol. 38, no. 4, pp. 320-333, 1991.
- Turnbull, 1992: D. H. Turnbull, P. K. Lum, A. T. Kerr, F. S. Foster, "Simulation of B-scan images from two-dimensional transducer arrays: Part I- Methods and quantitative contrast measurements", *Ultrasonic Imaging*, 14, pp. 323-343, 1992.
- Uslu, 1993: K. H. Uslu, N.M. Bilgutay, R. Murthy, k. Kaya, "Medical image enhancement using Split Spectrum Processing", *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 993-997, 1993.
- Ustuner, 2007: K. F. Ustuner and A. Gee, "Adaptive grating lobe suppression in ultrasound imaging", *US. Pat. 7,207,942 B2*, Apr. 24, 2007.
- Vermesan, 2005: O. Vermesan et al., "High temperature phased array ultrasonics system with integrated front end electronics", *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 186-189, 2005.
- Villazón, 2009: J. Villazón, A. Ibáñez, J. Camacho, J. Ealo, "Evolutionary Algorithms for Optimal Ferroelectrets Array Design", *Proc. IEEE Ultrason. Symp.*, pp. 729-732, 2009.
- Von Ramm, 1976: O.T. von Ramm, FL Thurstone, "Cardiac imaging using a phased array ultrasound system. I. System design", *Circulation*, 53, pp. 258-262, 1976.
- Von Ramm, 1983: O. T. von Ramm, S. W. Smith, "Beam Steering with Linear Arrays", *IEEE Trans. Biomed. Eng.*, 30, 8, pp. 438-452, 1983.
- Wagner, 1983: R. Wagner, S.W. Smith, J.M. Sandrik, H. Lopez, "Statistics of Speckle in Ultrasound B-Scans", *IEEE Trans. UFFC*, 30, 3, pp. 156-163, 1983.

- Wan, 2004: S. Wan, B. I. Raju, M. A. Snirivasan, "Robust Deconvolution of High-Frequency Ultrasound Images Using Higher-Order Spectral Analysis and Wavelets", *IEEE Trans. UFFC*, 50, 10, pp. 1286-1295, 2004.
- Wang, 2002: H. Wang, "System and method for adaptive beamformer apodization", US Pat. 6.436.044, 20 Aug. 2002.
- Waxman, 1977: A. S. Waxman, "Ultrasound imaging system with improved scan conversion", US Pat. 4.058.001, 15 Nov. 1977.
- Wijk, 2002: M. C. van Wijk, J. M. Thijssen, "Performance testing of medical ultrasound equipment: fundamental vs harmonic mode", *Ultrasonics*, 40, pp. 585-591, 2002.
- Wild, 1952: J.J. Wild, J.M. Reid, "Application of Echo-Ranging Techniques to the Determination of Structure of Biological Tissues", *Science*, 115, pp. 226-230, 1952.
- Wild, 1957: J.J. Wild, J.M. Reid, "Current developments in ultrasonic equipments of medical diagnosis", *IRE Trans. Ultrason. Eng.*, 5, pp. 44-58, 1957.
- Wilhjelm, 2004: J. E. Wilhjelm, M. S. Jensen, S. K. Jespersen, B. Sahl, E. Falk, "Visual and Quantitative Evaluation of Selected Image Combination Schemes in Ultrasound Spatial Compounding Scanning", *IEEE Trans. Medical Imaging*, 23, 2, pp. 181-190, 2004.
- Woo, 2006: J. Woo, "A short history of the development of ultrasound in obstetrics and gynecology", <http://www.ob-ultrasound.net/history1.html>, Nov. 2006.
- Xilinx, 2005: "Distributed arithmetic FIR Filter, v.9.0", DS 240, 2005.
- Xilinx, 2005b: "Using Block RAM in Spartan-3 Generation FPGAs", XAPP 463, 1 Mar. 2005.
- Xilinx, 2007: "Determining the Optimal DCM Phase Shift for the DDR Feedback Clock", XAPP 806, 2007.
- Xilinx, 2009: "Spartan-3 FPGA Family Datasheet", DS099, 2009.
- Yang, 2009: Z. Yang et al., "Breast Ultrasound Image Improvement by Pixel Compounding of Compression Sequence", *IEEE Trans. UFFC*, 56, 3, pp. 465-473, 2009.
- Zhenqing, 2000: L. Zhenqing, T. Dean, L. Xiao, "A Phase Deviation Based Split-spectrum Processing Algorithm for Ultrasonic Testing in Coarse Grained Materials", *15<sup>th</sup> WCNDT*, Rome (Italy), 2000.
- Zhuang, 2009: L. Zhuang, X. Liu, "Application of Frequency Diversity to Suppress Grating Lobes in Coherent MIMO Radar with Separated Subapertures", *Eurasip J. Advances Signal Processing*, Article ID 481792, 2009.